Principios de Electrónica

Sexta edición

Principios de Electrónica

Sexta edición

Albert Paul Malvino
West Balley College

TRADUCCIÓN:

JOSÉ LUIS ALBA CASTRO
Ingeniero de telecomunicación
Universidad de Vigo. Pontevedra

CARLOS LÓPEZ CORTÓN
Licenciado en Física electrónica
Universidad de Santiago de Compostela









MADRID • BUENOS AIRES • CARACAS • GUATEMALA • LISBOA • MÉXICO
NUEVA YORK • PANAMÁ • SAN JUAN • SANTAFÉ DE BOGOTÁ • SANTIAGO • SÃO PAULO
AUCKLAND • HAMBURGO • LONDRES • MILÁN • MONTREAL • NUEVA DELHI • PARÍS
SAN FRANCISCO • SIDNEY • SINGAPUR • ST. LOUIS • TOKIO • TORONTO

PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA. Sexta edición

McGRAW-HILL/INTERAMERICANA DE ESPAÑA, S. A. U.
Edificio Valrealty, planta 1.ª
Basauri 17
28023 Aravaca (Madrid)

Traducido de la sexta edición en inglés de
ELECTRONIC PRINCIPLES

ISBN: 0-02-802833-3

ISBN: 84-481-2568-1
Depósito legal: M. 19.075-2000

Editora: Esmeralda Mora
Cubierta: EDYGE, S. L.
Preimpresión: MonoComp, S. A.
Impreso en Impresos y Revistas, S. A. (IMPRESA)

Impreso en España - Printed in Spain

A Joanna
Mi brillante y hermosa esposa
sin quien yo nada sería.
Ella me conforta y consuela siempre,
nunca se queja ni interfiere en nada,
no pide nada y lo da todo,
y además escribe mis dedicatorias.

Contenido

Prólogo

Einstein dijo una vez: «Haz las cosas tan simples como sea posible pero no demasiado sencillas». Sin duda, al hacer esta afirmación, tenía en mente a los autores de los libros de texto. Muchos libros de texto sobrepasan su propósito, complicando las cosas en exceso; otros, en cambio, simplifican demasiado el material, ofreciendo explicaciones superficiales. Sólo unos pocos libros se encuentran en el estrecho umbral que separa la saturación del lector de su sensación de perder el tiempo. En mi opinión, este libro se encuentra entre estos últimos.

Principios de Electrónica está orientado a estudiantes de primer curso de electrónica analógica. Es fundamental para sacar partido de este libro partir de unas nociones básicas sobre las redes de circuitos, álgebra y trigonometría. En esta sexta edición, *Principios de Electrónica* incorpora una visión extendida de los amplificadores operacionales, así como nuevas características en un diseño dinámico y manejable.

Debido a la naturaleza introductoria del material, la primera mitad de esta nueva edición es similar a las ediciones anteriores, excepto por la eliminación de material obsoleto. La segunda mitad del libro, sin embargo, ha sido revisada en profundidad y actualizada para atender mejor las necesidades de los estudiantes de electrónica de hoy día. Algunos de los cambios más significativos son los siguientes:

1. Los capítulos sobre FET han sido reorganizados y reescritos, y profundizan más en los FET de potencia.
2. En los capítulos de amplificadores se ha incluido mucho material nuevo y muchos más circuitos.
3. Un capítulo nuevo sobre filtros activos cubre las cinco aproximaciones utilizadas ampliamente en la industria.
4. *Se ha ampliado enormemente* la parte dedicada a los comparadores y temporizadores 555.
5. El capítulo sobre fuentes de alimentación ofrece material nuevo relacionado con los reguladores conmutados en paralelo y en serie.

En resumen, se ha realizado una revisión muy extensa y actualizada. Además de atender al contenido, he trabajado para ofrecer explicaciones fáciles de entender, pero nunca excesivamente simples. Se han añadido preguntas de entrevista de trabajo al final de cada capítulo para ofrecer al estudiante una idea de los conocimientos y habilidades requeridos por las personas que se dispongan a contratarles. Asimis-

mo, existe una página Web cuya dirección es **http://malvino.com.** En la página frontal de Malvino Inc., marque en *Electronic Principles, Sixth Edition,* y en la siguiente página web, marque en el Chap correspondiente al capítulo que quiera consultar y siga las instrucciones.

Agradecimientos

Me gustaría agradecer a las personas que respondieron a la encuesta que se envió antes de la revisión de este libro. Sus comentarios y sugerencias supusieron una valiosa ayuda para convertir un buen libro en otro aún mejor. Quisiera también mostrar mi agradecimiento a los revisores que aparecen nombrados a continuación, que examinaron la relevancia técnica y precisión de cada frase, ejemplo y problema.

Jack Berger
ITT Technical Institute
Spokane, WA

Richard Burchell
ITT Technical Institute
Portland, OR

Charles J. Eckard
ITT Technical Institute
Bothell, WA

Felix N. Green
ITT Technical Institute
San Diego, CA

Eric Hartwell
ITT Technical Institute
Grand Rapids, MI

Douglas G. Herbert
ITT Technical Institute
Strongsville, OH

William M. Hessmiller
Technical Training Associates
Dunmore, PA

Michael L. Holcombe
ITT Technical Institute
Aurora, CO

John Magana
ITT Technical Institute
Greenville, SC

William Maxwell
Nashville State Technical Institute
Nashville, TN

John J. Ortolano
ITT Technical Institute
Getzville, NY

Joseph Pruitt
ITT Technical Institute
Maitland, FL

Gregg Richley
Ajax Magnethermic
Struthers, OH

John Ryan
ITT Technical Institute
Knoxville, TN

Dan Siddall
SCP Global Technologies
Boise, ID

Kent Walker
ITT Technical Institute
Fort Wayne, IN

Por último, me gustaría dar las gracias especialmente al consultor Richard Burchell, del ITT Technical Institute en Portland, Oregón. Su perspectiva y orientación me ayudó enormemente a encontar la dirección correcta para esta nueva edición.

ALBERT PAUL MALVINO

CAPÍTULO 1

Introducción

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Nombrar los tres tipos de fórmulas y explicar por qué cada una es correcta.
- Explicar la causa por la que se usan a menudo aproximaciones en lugar de fórmulas exactas.
- Definir una fuente ideal de tensión y una fuente ideal de corriente.
- Demostrar cómo reconocer una fuente de tensión constante y una fuente de corriente constante.
- Enunciar el teorema de Thevenin y aplicarlo a un circuito.
- Enunciar el teorema de Norton y aplicarlo a un circuito.
- Indicar dos características de los dispositivos en circuito abierto y en cortocircuito.

VOCABULARIO

- aproximación ideal
- corriente de Norton
- definición
- derivación
- detección de averías
- dispositivo en cortocircuito
- dispositivo en circuito abierto
- fórmula
- ley
- principio de dualidad
- puente de soldadura
- resistencia de Norton
- resistencia de Thevenin
- segunda aproximación
- tensión de Thevenin
- teorema
- tercera aproximación
- unión de soldadura fría

En este capítulo se van a estudiar los distintos tipos de fórmulas, de fuentes de tensión, de fuentes de corriente y dos teoremas para resolver circuitos. Aunque parte de la exposición constituye un repaso, se encontrarán varias ideas nuevas que facilitarán la comprensión de los dispositivos semiconductores.

1-1. LOS TRES TIPOS DE FÓRMULAS

Una fórmula es una regla que relaciona cantidades, ya sea mediante una ecuación, una desigualdad u otra descripción matemática. Se encontrará muchas fórmulas en este texto. A menos que se sepa por qué cada una es correcta, se puede llegar a confundir a medida que se acumulan. Afortunadamente, sólo existen tres formas en las que las fórmulas puedan expresarse; conociéndolas, el estudio de la electrónica se hará mucho más sencillo.

❑ La definición

Cuando se estudia electricidad y electrónica se han de memorizar nuevas palabras como, por ejemplo, corriente, tensión y resistencia. Sin embargo,

una explicación verbal de las mismas no es suficiente, ya que en el caso de la corriente la idea que se tiene debe ser matemáticamente idéntica a la de cualquier otra persona. La única manera de obtener esta identidad es con una definición, una fórmula inventada para un nuevo concepto.

Si se toma como ejemplo la definición de capacidad, se tiene que ésta es igual a la carga de una placa dividida por la tensión entre las placas de un condensador. La fórmula es la siguiente:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Esta fórmula es una definición. Dice qué capacidad tiene C y cómo calcularla. En el pasado, algunos investigadores idearon esta definición y llegó a ser ampliamente aceptada.

Aquí hay un ejemplo de cuál es la manera de crear una nueva definición a partir de cero. Se supone que estamos investigando técnicas de lectura y se necesita medir la velocidad de lectura. Para empezar, se podría definir la velocidad de lectura como el número de palabras que se leen en un minuto. Si el número de palabras es W y el número de minutos es M, podemos crear una fórmula como ésta:

$$S = \frac{W}{M}$$

En esta ecuación, S es la medida de velocidad en palabras por minuto.

Para ser creativo podemos utilizar letras griegas: ω para palabras, μ para minutos y σ para velocidad. Nuestra definición entonces quedaría así:

$$\sigma = \frac{\omega}{\mu}$$

Esta ecuación se sigue traduciendo como la velocidad es igual a las palabras divididas por minutos.

En resumen, las definiciones son fórmulas que crean los investigadores, basadas en observaciones científicas y que forman las bases para el estudio de la electrónica. Son aceptadas simplemente como hechos. Siempre se ha hecho en la ciencia: una definición es verdadera en el mismo sentido que una palabra es verdadera; cada una representa algo de lo que queremos hablar. Cuando sabemos qué fórmulas son definiciones, la electrónica es fácil de entender. Como las definiciones son puntos de partida, todo lo que se necesita hacer es entenderlas y memorizarlas.

❑ La ley

Una **ley** es diferente a lo estudiado en el apartado anterior, ya que *sintetiza una relación ya existente en la naturaleza.* Aquí tenemos un ejemplo de una ley:

$$f = K\frac{Q_1Q_2}{d^2}$$

donde: f = fuerza
K = constante de proporcionalidad, $9(10^9)$
Q_1 = primera carga
Q_2 = segunda carga
d = distancia entre cargas

Aquí tenemos la **ley de Coulomb:** *la fuerza de atracción o repulsión entre dos cargas es directamente proporcional a la carga e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre ellas.*

Ésta es una ecuación importante porque es la base de la electricidad. Pero ¿de dónde procede? Y ¿por qué es cierta? Para empezar, todas las variables en esta ley existían antes de ser descubiertas. Experimentando, Coulomb fue capaz de demostrar que la fuerza era directamente proporcional al valor de cada carga e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que las separa. La ley de Coulomb es un ejemplo de una relación que existe en la naturaleza. Aunque investigadores anteriores pudieron medir f, Q_1, Q_2 y d, Coulomb descubrió la ley relacionando las cantidades y escribió la fórmula para ello.

Antes de descubrir una ley, alguien debe tener el presentimiento de que tal relación existe. Después de unos cuantos experimentos, el investigador escribe la fórmula que resume el descubrimiento. Cuando suficientes personas confirman el descubrimiento a través de experimentos, dicha fórmula se convierte en una ley. *Una ley es verdadera porque se puede verificar con un experimento.*

❑ La derivación

Dada una ecuación como la siguiente:

$$y = 3x$$

se puede sumar 5 a ambos miembros para obtener:

$$y + 5 = 3x + 5$$

La nueva ecuación es cierta, ya que ambos lados siguen siendo iguales. Existen otras muchas operaciones matemáticas, como la resta, la multiplicación, la división, la factorización y la sustitución, que preservan la igualdad a ambos lados de la ecuación. Por esta razón, es posible derivar muchas otras fórmulas.

Una **derivación** *es una fórmula que se puede obtener a partir de otras,* lo que significa que se comienza con una o más fórmulas y, empleando las distintas operaciones matemáticas, se llega a una nueva que no estaba en el conjunto original. Una derivación es verdadera porque matemáticamente preserva la igualdad de ambos lados de cada ecuación entre la fórmula inicial y la derivada.

Por ejemplo, Ohm experimentaba con conductores. Descubrió que la relación entre la tensión y la corriente era constante y nombró a esta constante *resistencia*, y escribió la siguiente ecuación para ella:

$$R = \frac{V}{I}$$

Ésta es la forma original de la ley de Ohm. Al reordenarla, obtenemos:

$$I = \frac{V}{R}$$

que es una derivación. Es la forma original de la ley de Ohm convertida en otra ecuación.

Éste es otro ejemplo. La definición para capacidad viene dada por la expresión:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Podemos multiplicar ambos lados por V para llegar a una nueva ecuación:

$$Q = CV$$

Ésta es una nueva derivación; dice que la carga en un condensador es igual a su capacidad multiplicada por la tensión que lo atraviesa.

❑ Para recordar

¿Por qué una fórmula es verdadera? Hay tres posibles respuestas. Para asentar bien sus fundamentos electrónicos, clasifique cada nueva fórmula en una de estas tres categorías:

- **Definición**: una *fórmula inventada para un nuevo concepto.*
- **Ley**: una *fórmula para una relación de la naturaleza.*
- **Derivación**: una *fórmula producida matemáticamente.*

1-2. APROXIMACIONES

En la vida cotidiana se usan aproximaciones continuamente. Si alguien te pregunta la edad, puedes contestar 21 (ideal); o podrías decir 21 para 22 (segunda aproximación); o, quizás, 21 años y nueve meses (tercera aproximación); o, si quieres ser más preciso, 21 años, nueve meses, 2 días, 6 horas, 23 minutos y 42 segundos (exacto).

El ejemplo anterior ilustra los diferentes niveles de aproximación: una aproximación ideal, una segunda aproximación, una tercera aproximación y una respuesta exacta. La aproximación que se debe usar depende de cada situación. Lo mismo se aplica en la electrónica. En análisis de circuitos, es necesario elegir una aproximación que se ajuste a la situación.

❑ La aproximación ideal

¿Sabías que un cable AWG 22 de unos 33 cm que está a 2,4 cm de un chasis tiene una resistencia de 0,016 Ω, una inductancia de 0,24 μH y una capacidad de 3,3 pF? Si tuviésemos que incluir los efectos de la resistencia, la inductancia y la capacidad en cada cálculo de la corriente, emplearíamos

una cantidad enorme de tiempo en realizarlo. Ésta es la razón por la que todo el mundo ignora las tres variables anteriores de los cables de conexión en la mayoría de las ocasiones.

La **aproximación ideal** (algunas veces llamada la *primera aproximación*) **de un dispositivo** es el *circuito equivalente más simple de ese dispositivo.* En el caso de un cable de conexión, la aproximación es un conductor de resistencia cero. La aproximación ideal es adecuada para los trabajos cotidianos de electrónica.

La excepción se produce cuando se trabaja en frecuencias altas, donde se tienen que considerar las capacitancias y las inductancias del cable. Supóngase que un cable de 2,4 cm tiene una inductancia de 0,24 μH y una capacidad de 3,3 pF. A 10 MHz, la reactancia inductiva es 15,1 Ω, y la reactancia capacitiva es 4,82 kΩ. Como se puede observar, un diseñador de circuitos ya no puede idealizar un segmento de cable, porque dependiendo del resto del circuito, las inductancias y reactancias capacitivas del mismo pueden llegar a ser importantes.

Como norma general, es posible hacer una aproximación ideal en un segmento de cable a frecuencias inferiores a 1 MHz, lo que no significa que se pueda descuidar el cableado. En general, se deben hacer los cables de conexión tan cortos como sea factible, porque en algún punto en la escala de frecuencias, esos cables empezarán a degradar el funcionamiento del circuito.

Cuando se están detectando averías, normalmente es adecuada la aproximación ideal, porque se buscan grandes desviaciones de las tensiones y de las corrientes normales. En este texto se hace una aproximación ideal a los dispositivos semiconductores reduciéndolos a circuitos equivalentes simples, ya que, con dichas aproximaciones, es más sencillo analizar y entender cómo funcionan los circuitos de semiconductores.

❑ La segunda aproximación

La aproximación ideal de una pila de linterna es una fuente de tensión de 1,5 V. La **segunda aproximación** *añade uno o más componentes a la aproximación ideal.*

Por ejemplo, la segunda aproximación de una pila de linterna es una fuente de tensión de 1,5 V en serie con una resistencia de 1 Ω. Esta resistencia en serie se denomina *resistencia de fuente* o *interna* de la pila. Si la resistencia de carga es menor que 10 Ω, la tensión en la carga será notablemente menor que 1,5 V a causa de la caída de tensión en la resistencia de fuente. En este caso, un cálculo preciso debe incluir la resistencia de fuente.

❑ La tercera aproximación y siguientes

La **tercera aproximación** incluye otro componente en el circuito equivalente del dispositivo. En el Capítulo 3 se ofrece un ejemplo de la misma cuando se presenten los diodos semiconductores.

Es posible realizar aproximaciones incluso superiores con muchos componentes en el circuito equivalente de un dispositivo. Los cálculos a mano se hacen muy complicados si se usan estas aproximaciones, por lo que normal-

mente se emplean programas de ordenador como, por ejemplo, *Electronics Workbench* (abreviado EWB), que es un programa comercial que usa aproximaciones superiores para analizar circuitos semiconductores. En numerosos ejemplos de este libro nos hemos servido de EWB para obtener respuestas casi exactas.

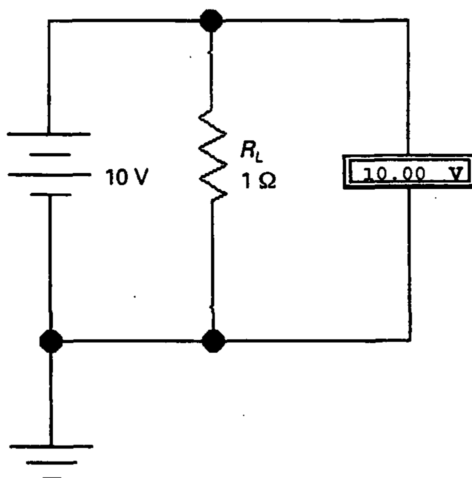
❑ Conclusión

La aproximación a emplear depende de lo que se esté intentando hacer. Si se están detectando averías, la aproximación más adecuada es la ideal. Para muchas situaciones, la segunda aproximación es la mejor elección porque es fácil de utilizar y no requiere un ordenador. Para aproximaciones superiores se debería usar un ordenador y un programa como EWB.

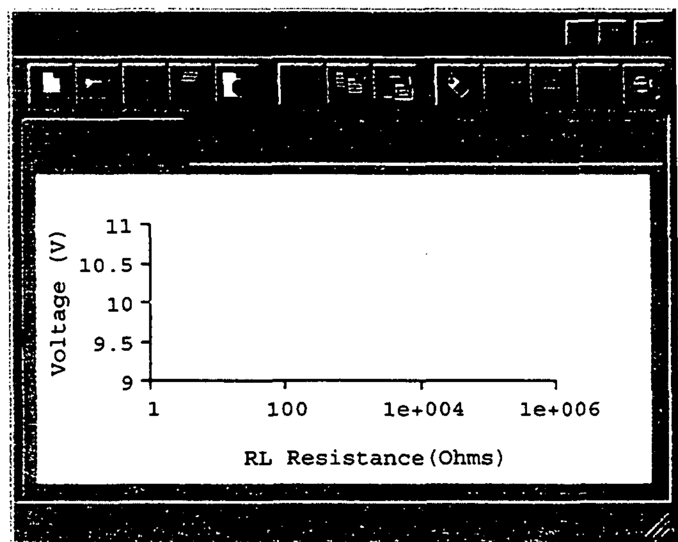
1-3. FUENTES DE TENSIÓN

Una **fuente ideal de tensión continua** *produce una tensión de salida que es constante*. El ejemplo más sencillo de una fuente ideal de tensión es una batería perfecta cuya resistencia interna vale cero. La Figura 1-1*a* muestra un circuito diseñado por ordenador usando EWB. Como se puede observar, una fuente ideal de tensión se conecta a una resistencia de carga de 1 Ω. El voltímetro marca 10 V, exactamente lo mismo que la fuente de tensión.

La Figura 1-1*b* presenta una gráfica de la tensión en la carga en función de la resistencia de carga. Si se analiza dicha gráfica, la tensión en la carga permanece fija a 10 V cuando la resistencia de carga cambia de 1 Ω a 1 MΩ



(*a*)



(*b*)

Figura 1-1. *a*) Fuente ideal de tensión y resistencia de carga de 1 Ω. *b*) La tensión en la carga es constante para todas las resistencias de carga.

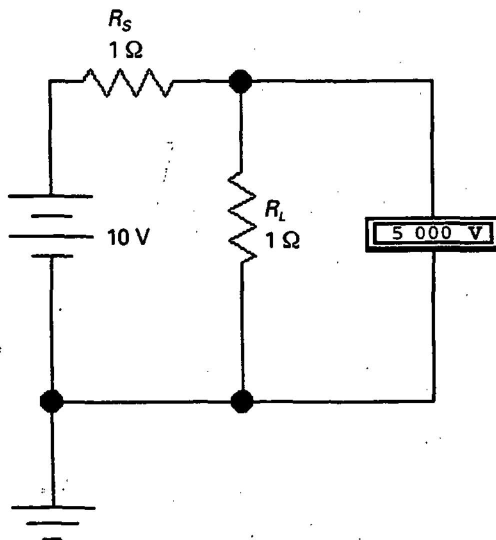
(lo mismo que 1e + 006). Es decir, una fuente ideal de tensión continua produce una tensión en la carga constante, independientemente de lo pequeña o grande que sea la resistencia de carga. Con una fuente de tensión ideal, sólo la corriente por la carga cambia con la resistencia de carga.

❑ Segunda aproximación

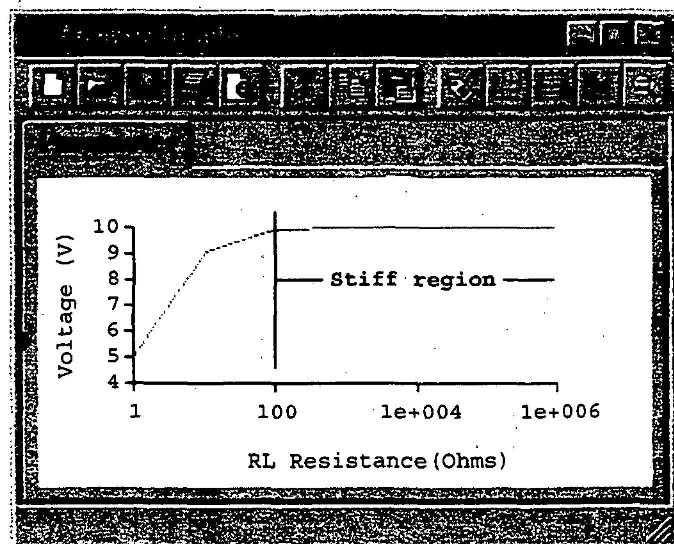
Una fuente ideal de tensión es un dispositivo teórico; no puede existir en la naturaleza. ¿Por qué? Cuando la resistencia de carga tiende a cero, la corriente por la carga tenderá a infinito. Ninguna fuente real de tensión puede producir una corriente infinita, ya que toda fuente real de tensión tiene cierta resistencia interna. La segunda aproximación de una fuente de tensión continua incluye la resistencia de carga.

La Figura 1-2*a* ilustra esta idea. Una resistencia de fuente R_S de 1 Ω está ahora en serie con una batería ideal. El voltímetro indica 5 V, debido a que la corriente por la carga es 10 V dividido por 2 Ω, o 5 A. Cuando 5 A pasan a través de la resistencia de fuente de 1 Ω, produce una caída interna de tensión de 5 V. Ésta es la razón de que la tensión en la carga sea sólo la mitad del valor ideal, con la otra mitad cayendo a través de la resistencia interna.

La Figura 1-2*b* muestra la gráfica EWB de la tensión en la carga en función de la resistencia de carga. En este caso, la tensión en la carga no se acerca al valor ideal hasta que la resistencia de carga es mucho mayor que la resistencia de fuente. Pero ¿qué significa *mucho mayor*? O lo que es lo mismo, ¿cuándo podemos ignorar la resistencia de carga?



(*a*)



(*b*)

Figura 1-2. *a*) La segunda aproximación incluye a la resistencia de fuente; *b*) la tensión en la carga es constante para resistencias de carga grandes.

❑ Fuente de tensión constante

Ahora es el momento en que una nueva definición resultaría útil. Así pues, inventemos una. *Se ignorará la resistencia interna de la fuente cuando sea al menos 100 veces menor que la resistencia de carga.* Cualquier fuente que satisfaga esta condición recibe el nombre de **fuente de tensión constante**. Matemáticamente se expresa de la forma siguiente:

$$\text{Fuente de tensión constante: } R_S < 0{,}01R_L \tag{1-1}$$

Esta fórmula define lo que identificamos por una *fuente de tensión constante*. El límite de la desigualdad (donde < se cambia por =) nos da la siguiente ecuación:

$$R_S = 0{,}01R_L$$

Resolviendo para la resistencia de carga se tiene la mínima resistencia de carga que se puede usar manteniendo todavía una fuente constante:

$$R_{L(\text{mín})} = 100R_S \tag{1-2}$$

Es decir, la mínima resistencia de carga es igual a 100 veces la resistencia de fuente.

La Ecuación (1-2) es una derivación. Se ha empezado con la definición de una fuente de tensión constante y se ha operado para obtener la mínima resistencia de carga permitida con una fuente de tensión constante. Mientras que la resistencia de carga sea mayor que $100R_S$, la fuente de tensión es constante; cuando la resistencia de carga iguala el valor, el error de cálculo resultante de ignorar la resistencia de fuente es 1 por 100, suficientemente pequeño para desestimarlo en una segunda aproximación.

La Figura 1-3 muestra el gráfico de una fuente de tensión constante. La resistencia de carga tiene que ser mayor que $100R_S$ para que la fuente de tensión sea constante.

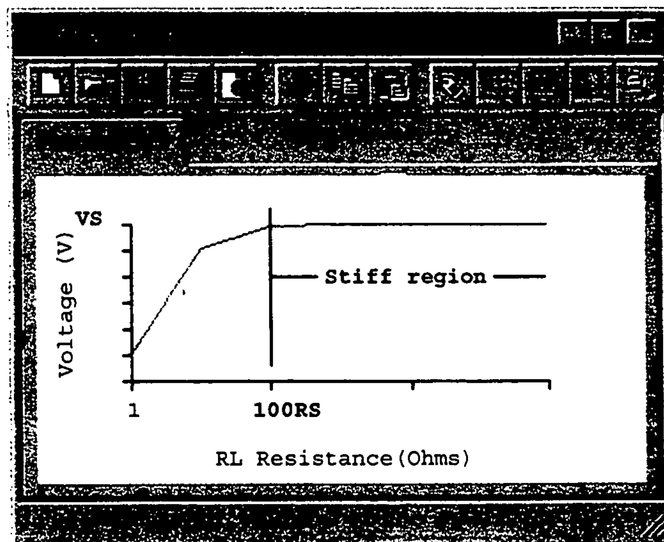


Figura 1-3. Las regiones de tensión constante se dan cuando la resistencia de carga es suficientemente grande.

EJEMPLO 1-1

La definición de una fuente de tensión constante se aplica tanto a fuentes alternas como a continuas. Supongamos que una fuente de tensión alterna tiene una resistencia de fuente de 50 Ω. ¿Para qué resistencia de carga es constante la fuente?

SOLUCIÓN

Multiplicamos por 100 la resistencia de la fuente para obtener la mínima resistencia de carga:

$$R_L = 100R_S = 100(50\ \Omega) = 5\ \text{k}\Omega$$

Mientras la resistencia de carga sea mayor que 5 kΩ, la tensión de la fuente es constante y podemos ignorar la resistencia interna de la fuente.

Una consideración final: usar la segunda aproximación para una fuente de tensión alterna es válido sólo a frecuencias bajas. A frecuencias altas, entran en juego factores adicionales tales como las inductancias de los cables y las capacitancias dispersas. Trataremos estos efectos de frecuencias altas en un capítulo posterior.

1-4. FUENTES DE CORRIENTE

Una fuente de tensión continua genera una tensión en la carga constante para diferentes resistencias. Una **fuente de corriente continua** es diferente, *produce una corriente por la carga constante para diferentes resistencias de carga.* Un ejemplo de una fuente de corriente continua es una batería con una resistencia de fuente elevada, como se muestra en la Figura 1-4*a*. En este circuito, la resistencia de fuente es 1 MΩ y la corriente por la carga tiene un valor de

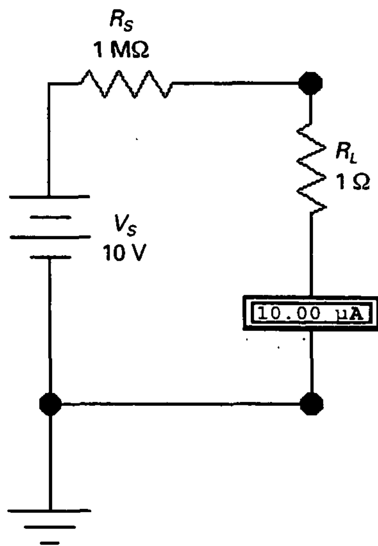
$$I_L = \frac{V_S}{R_S + R_L}$$

Como R_L es 1 Ω, en la Figura 1-4*a*, la corriente por la carga tiene un valor de

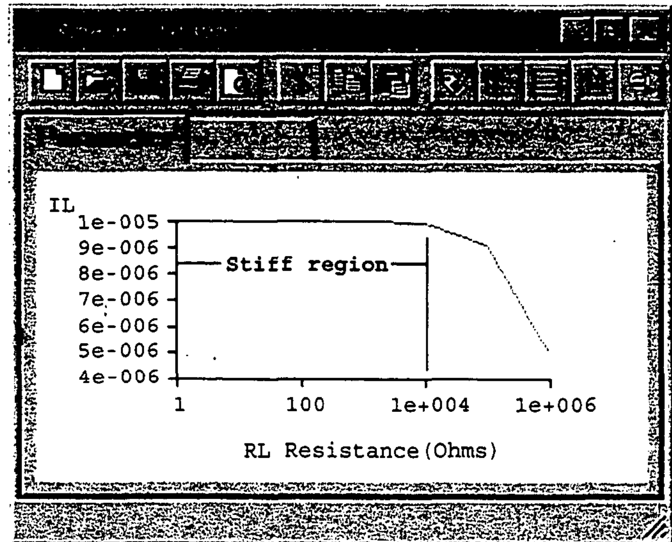
$$I_L = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega + 1\ \Omega} = 10\ \mu\text{A}$$

En estos cálculos, las resistencias de carga pequeñas apenas tienen efecto sobre la corriente por la carga.

La Figura 1-4*b* representa el efecto que produce variar la resistencia de carga desde 1 Ω hasta 1 MΩ. En este caso, la corriente por la carga permanece constante a 10 μA en un margen amplio. Sólo cuando la resistencia de carga es mayor que 10 kΩ se aprecia una caída en la corriente por la carga.



(a)



(b)

Figura 1-4. *a*) Simulación de una fuente de corriente con una fuente de tensión continua y una resistencia grande; *b*) la corriente por la carga es constante para resistencias de carga pequeñas.

❑ Fuente de corriente constante

Aquí viene otra definición que será útil, especialmente con circuitos semiconductores. *Se ignorará la resistencia de fuente de una fuente de corriente cuando sea al menos 100 veces superior a la resistencia de carga.* Cualquier fuente que satisfaga esta condición es una **fuente de corriente constante**. Como definición:

$$\text{Fuente de corriente constante: } R_S > 100R_L \qquad (1\text{-}3)$$

El límite superior es el peor caso:

$$R_S = 100R_L$$

Despejando la resistencia de carga se obtiene la máxima resistencia de carga que se puede utilizar teniendo todavía una fuente de corriente constante:

$$R_{L(\text{máx})} = 0{,}01R_S \qquad (1\text{-}4)$$

Es decir, la máxima resistencia de carga es igual a 1/100 la resistencia de fuente.

La Ecuación (1-4) es una derivación, porque empezamos con la definición de una fuente de corriente constante y operamos para obtener la máxi-

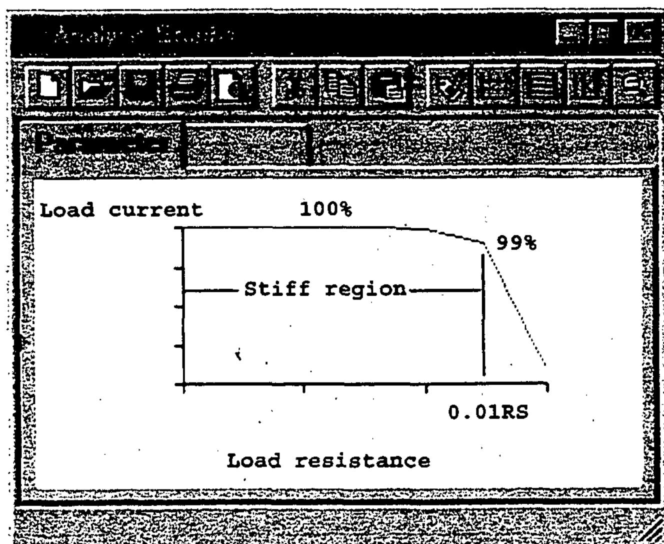


Figura 1-5. La región constante ocurre cuando la resistencia de carga es lo suficientemente pequeña.

ma resistencia de carga. Cuando la resistencia de carga iguala este valor, el error de cálculo es del 1 por 100, suficientemente pequeño para ser ignorado en una segunda aproximación.

La Figura 1-5 muestra la región en la que la fuente de corriente es constante, siempre y cuando la resistencia de carga sea menor que $0{,}01R_S$.

❑ Símbolo eléctrico

La Figura 1-6*a* representa el símbolo eléctrico de una fuente de corriente ideal, la cual tiene una resistencia de fuente infinita. Esta aproximación ideal no puede existir en la naturaleza, pero sí lo puede hacer matemáticamente. Por tanto, es posible utilizar la fuente de corriente ideal para un análisis rápido de circuitos, como ocurre en detección de averías.

En la figura citada anteriormente se ha representado el símbolo de una fuente de corriente. Cuando aparece este símbolo significa que el dispositivo produce una corriente constante I_S.

Para entender mejor la idea se puede pensar en una fuente de corriente como una bomba que impulsa hacia fuera un número fijo de culombios por segundo. Por ello, se escuchan expresiones como: «la fuente de corriente bombea 5 mA a través de una resistencia de carga de 1 kΩ».

La Figura 1-6*b* muestra la segunda aproximación. La resistencia interna está en paralelo con la fuente de corriente ideal, no en serie como ocurría en una fuente de tensión ideal.

Más adelante, en este capítulo, se expondrá el teorema de Norton, en el que se estudiará por qué la resistencia interna debe estar en paralelo con la fuente de corriente. La Tabla 1-1 ayuda a entender las diferencias entre una fuente de tensión y una fuente de corriente.

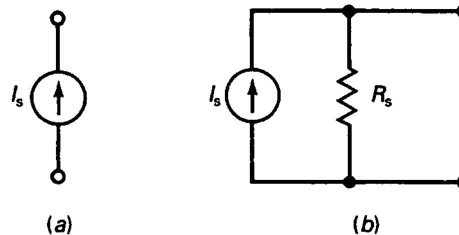


Figura 1-6. *a*) Símbolo esquemático de una fuente de corriente; *b*) segunda aproximación de una fuente de corriente.

Tabla 1-1. Propiedades de las fuentes de tensión y corriente

Valores	Fuente de tensión	Fuente de corriente
R_S	Típicamente baja	Típicamente alta
R_L	Mayor que $100R_S$	Menor que $0{,}01R_S$
V_L	Constante	Depende de R_L
I_L	Depende de R_L	Constante

EJEMPLO 1-2

Una fuente de corriente de 2 mA tiene una resistencia interna de 10 MΩ. Para que la fuente de corriente sea constante, ¿cuál es el rango aceptable para la resistencia de carga?

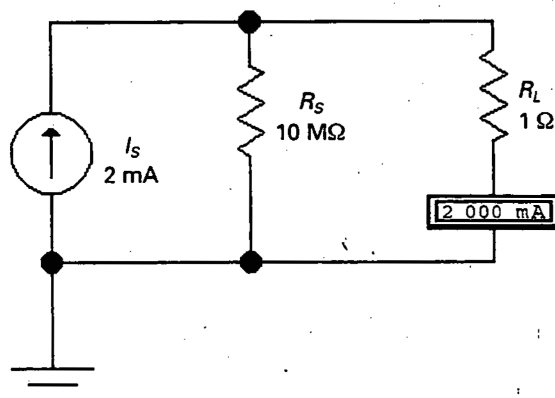
SOLUCIÓN

Como esta es una fuente de corriente, la resistencia de carga tiene que ser pequeña comparada con la resistencia de fuente. Con la regla 100 : 1, la resistencia de carga máxima es:

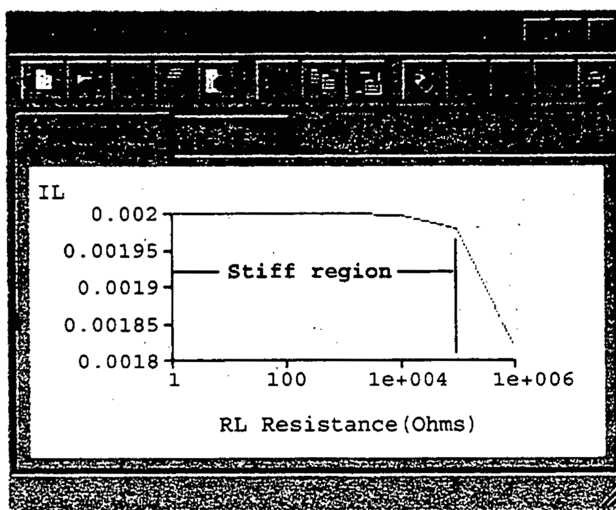
$$R_{L(max)} = 0{,}01(10\ \text{M}\Omega) = 100\ \text{k}\Omega$$

El rango donde la corriente por la carga es constante es una resistencia de carga cuyo valor oscila entre 0 y 100 kΩ.

La Figura 1-7 muestra la solución. En la Figura 1-7*a* una fuente de corriente de 2 mA está en paralelo con 10 MΩ y 1 Ω. El amperímetro mide una corriente por la carga de 2 mA. Cuando la resistencia de carga cambia de 1 Ω a 1 MΩ, como se aprecia en la Figura 1-7*b*, la fuente permanece fija hasta 100 kΩ. En este punto, la corriente por la carga baja un 1 por 100 respecto al valor ideal. Dicho de otra forma, el 99 por 100 de la corriente de la fuente pasa por la resistencia de carga, mientras que el 1 por 100 restante lo hace a través de la resistencia de fuente. A medida que la resistencia de carga se incrementa, la corriente de fuente continúa decreciendo.



(a)



(b)

Figura 1-7. Solución.

EJEMPLO 1-3

En la Figura 1-7*a*, ¿qué valor tiene la tensión en la carga cuando la resistencia de carga se iguala a 10 kΩ?

SOLUCIÓN

Como la fuente es constante para una resistencia de carga de 10 kΩ, la corriente por la carga es 2 mA. Con la ley de Ohm, la tensión en la carga es:

$$V_L = I_L R_L = (2 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega) = 20 \text{ V}$$

Cuando se analicen circuitos de transistores, se visualizarán éstos como una fuente de corriente. En un circuito bien diseñado, el transistor actuará como una fuente de corriente constante, de tal modo que se podrá ignorar su resistencia interna. Después se calculará la tensión en la carga. Por ejemplo, si un transistor está bombeando 2 mA a través de una resistencia de carga de 10 kΩ, la tensión en la carga es 20 V.

1-5. TEOREMA DE THEVENIN

De vez en cuando alguien logra un gran adelanto en ingeniería y nos da a todos un nuevo impulso. Un ingeniero francés, M. L. Thevenin, hizo posible uno de estos saltos cuánticos cuando descubrió el teorema de circuitos que, en su honor, lleva su nombre: el *teorema de Thevenin*.

❑ Definición de la tensión y resistencia Thevenin

Un teorema es una afirmación que se puede probar matemáticamente, hecho que lo diferencia de una definición o una ley. Así, lo clasificamos como una derivación. Recordemos las ideas estudiadas en cursos anteriores acerca del teorema de Thevenin. En la Figura 1-8*a*, la **tensión Thevenin V_{TH}** se define como la *tensión que aparece entre los terminales de la carga cuando se desconecta la resistencia de carga.* Debido a esto, la tensión Thevenin se denomina, a veces, **tensión en circuito abierto.** Matemáticamente tenemos:

$$\text{Tensión Thevenin: } V_{TH} = V_{CA} \tag{1-5}$$

La **resistencia Thevenin** es la *resistencia que un óhmetro mide a través de los terminales de la carga cuando todas las fuentes se anulan y la resistencia de carga se abre* (Fig. 1-8*a*):

$$\text{Resistencia Thevenin: } R_{TH} = R_{CA} \tag{1-6}$$

Con estas dos definiciones, Thevenin fue capaz de deducir el famoso teorema que lleva su nombre.

Hay que poner cierta atención para encontrar la resistencia Thevenin. Anular una fuente tiene diferentes significados para las fuentes de corriente y de tensión. Cuando se anula una fuente de tensión, se reemplaza efectivamente por un cortocircuito porque ésa es la forma de garantizar tensión cero cuando una corriente pasa a través de la fuente de tensión. Cuando se anula una fuente de corriente, se sustituye efectivamente por un circuito abierto porque es la forma de asegurar corriente cero cuando existe una tensión a través de la fuente de corriente. En resumen:

- *Para anular una fuente de tensión, se reemplaza por un cortocircuito.*
- *Para invalidar una fuente de corriente, se sustituye por un circuito abierto.*

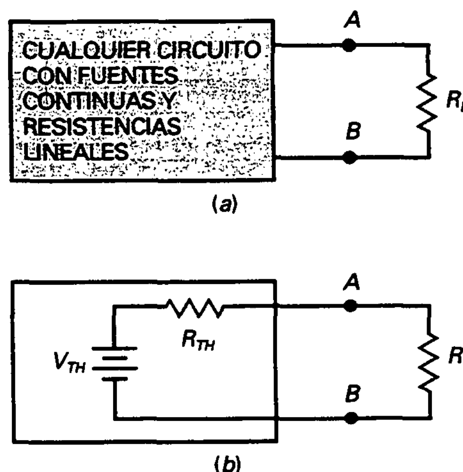


Figura 1-8. *a*) La caja negra tiene un circuito lineal en su interior. *b*) Circuito Thevenin.

❑ La derivación

¿Cuál es el teorema de Thevenin? Si se observa la Figura 1-8*a*, la caja negra representada en ella puede contener cualquier circuito con fuentes continuas y resistencias lineales (una resistencia lineal no cambia con el incremento de la tensión). Thevenin fue capaz de probar que no importa lo complicado que sea el circuito dentro de dicha caja, ya que producirá exactamente la misma corriente por la carga que el circuito simple que aparece en la Figura 1-8*b*. Como derivación:

$$I_L = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_L} \tag{1-7}$$

El teorema de Thevenin es una herramienta poderosa, y los ingenieros y los técnicos lo usan constantemente. La electrónica no estaría donde se encuentran actualmente de no haber sido por este teorema. No sólo simplifica los cálculos, sino que posibilita la explicación del funcionamiento de circuitos que serían imposibles de solucionar únicamente con las ecuaciones de Kirchhoff.

EJEMPLO 1-4

¿Cuáles son la tensión y la resistencia Thevenin en el circuito de la Figura 1-9*a*?

SOLUCIÓN

En primer lugar, calculamos la resistencia Thevenin. Para hacerlo hay que abrir la resistencia de carga, que es equivalente a desconectarla del circuito, como se muestra en la Figura 1-9b. Como 8 mA circulan a través de 6 kΩ en serie con 3 kΩ, aparecerán 24 V a través de 3 kΩ. Sin corriente a través de 4 kΩ, aparecerán 24 V a través de los terminales *AB*. Por tanto:

$$V_{TH} = 24\ \text{V}$$

El segundo punto es obtener la resistencia Thevenin, para lo que hay que anular una fuente continua, que es equivalente a reemplazarla por un cortocircuito, como se muestra en la Figura 1-9*c*. Si conectamos un óhmetro en los terminales *AB* de la Figura 1-9*c*, ¿qué se leerá?

Se leerá 6 kΩ. Porque mirando hacia atrás a los terminales *AB* con la batería cortocircuitada, el óhmetro ve 4 kΩ en serie con una conexión en paralelo de 3 kΩ y 6 kΩ. Podemos escribir:

$$R_{TH} = 4\ \text{k}\Omega + \frac{3\ \text{k}\Omega \cdot 6\ \Omega}{3\ \text{k}\Omega + 6\ \text{k}\Omega} = 6\ \text{k}\Omega$$

De nuevo, necesitamos una definición. Las conexiones paralelas ocurren tan a menudo en electrónica que la mayoría de las perso-

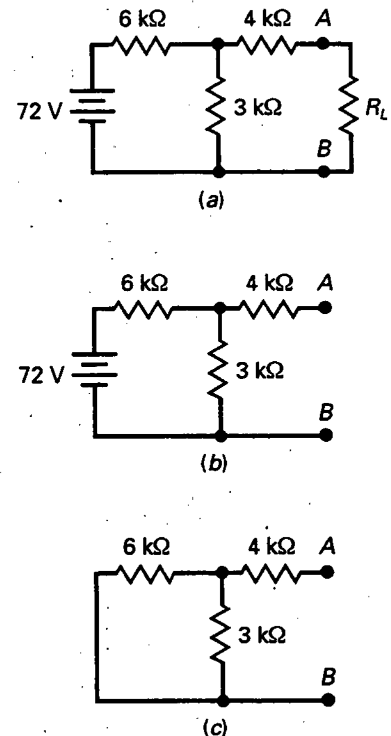


Figura 1-9. *a*) Circuito original; *b*) resistencia de carga abierta para obtener la tensión Thevenin; *c*) anulación de la fuente para obtener resistencia Thevenin.

nas utilizan una notación simplificada para ellas. A partir de ahora, usaremos la siguiente anotación:

$$\| = \text{en paralelo con}$$

Siempre que veamos dos barras verticales en una ecuación, significa *en paralelo con*. En la industria, la ecuación anterior para la resistencia Thevenin se expresa de la siguiente manera:

$$R_{TH} = 4\ \text{k}\Omega + (3\ \text{k}\Omega \| 6\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{k}\Omega$$

La mayoría de ingenieros y técnicos saben que las barras verticales significan *en paralelo con*. Así que ellos, automáticamente, usan la fórmula anterior para calcular la resistencia equivalente de 3 kΩ y 6 kΩ.

En la Figura 1-10 está representado el circuito de Thevenin con una resistencia de carga. Si comparamos este circuito simple con el circuito original de la Figura 1-9*a*, se puede ver cómo se facilita el cálculo de la corriente por la carga para diferentes resistencias de carga. Si no es así, el siguiente ejemplo se lo hará.

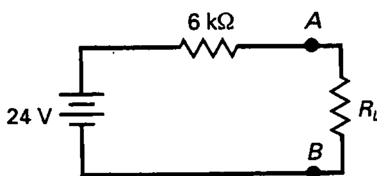


Figura 1-10. Circuito de Thevenin para la Figura 1-9*a*.

EJEMPLO 1-5

En el circuito de la Figura 1-9*a*, ¿cuál es el valor de la corriente por la carga para los siguientes valores de R_L: 2 kΩ, 6 kΩ y 18 kΩ?

SOLUCIÓN

En vez de utilizar el circuito original de la Figura 1-9*a*, se puede emplear el circuito de Thevenin de la Figura 1-10. Cuando la resistencia de carga es 2 kΩ:

$$I_L = \frac{24\ \text{V}}{6\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega} = 3\ \text{mA}$$

Con cálculos similares:

$$I_L = 2\ \text{mA} \quad \text{para} \quad R_L = 6\ \text{k}\Omega$$

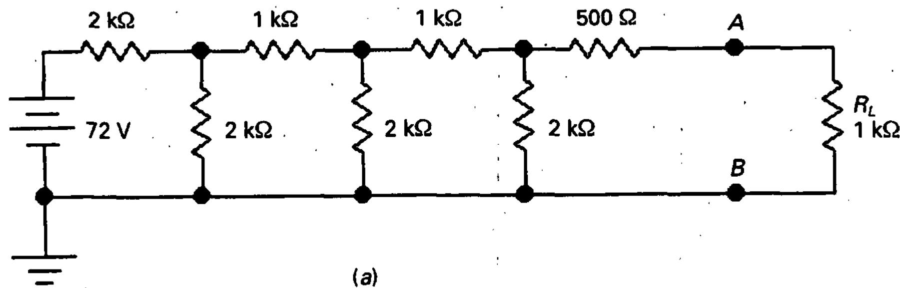
y

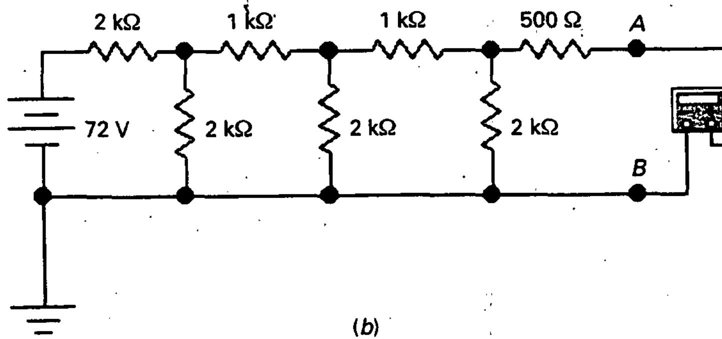
$$I_L = 1\ \text{mA} \quad \text{para} \quad R_L = 18\ \text{k}\Omega$$

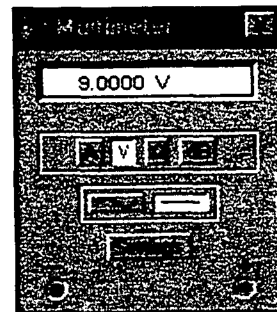
Si queremos apreciar realmente la potencia del teorema de Thevenin, debemos intentar calcular las anteriores corrientes usando el circuito original de la Figura 1-9*a* y cualquier otro método.

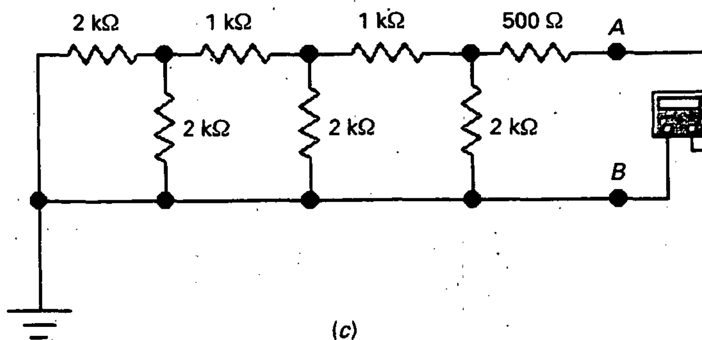
EJEMPLO 1-6

Una placa grapinada es un circuito construido a menudo con conexiones sin soldaduras dando poca importancia a la localización final de las partes para probar si es o no un diseño factible. Supongamos que tenemos el circuito de la Figura 1-11*a* grapinado en un banco de laboratorio. ¿Cómo mediríamos la tensión y la resistencia de Thevenin?









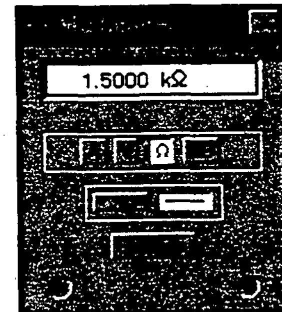


Figura 1-11. *a*) Circuito en un banco de laboratorio; *b*) midiendo la tensión de Thevenin; *c*) midiendo la resistencia de Thevenin.

SOLUCIÓN

Empecemos por reemplazar la resistencia de carga por un polímetro, como se muestra en la Figura 1-11*b*. Después de inicializar el polímetro para medir voltios debe indicar 9 V. Ésta es la tensión de Thevenin. Ahora, reemplacemos la fuente continua por un cortocircuito (Fig. 1-11*c*). Fije el polímetro para que mida ohmios, e indicará 1,5 kΩ. Ésta es la resistencia de Thevenin.

¿Hay alguna fuente de error en el método de medida anterior? Sí, lo único que se debe vigilar es la impedancia de entrada del polímetro cuando se mide tensión. Como esta impedancia de entrada está entre los terminales de medida, una pequeña corriente circula a través del polímetro. Por ejemplo, si usted usa un polímetro de bobina móvil, la sensibilidad típica es 20 kΩ por voltio. En el rango de 10 V, el voltímetro tiene una resistencia de entrada de 200 kΩ. Esto cargará el circuito ligeramente y reducirá la tensión en la carga de 9 a 8,93 V.

Como regla general, la impedancia de salida del voltímetro debe de ser al menos 100 veces mayor que la resistencia de Thevenin. Entonces, el error de carga es menos de 1 por 100. Para evitar este error, use una entrada con *un transistor de efecto de campo* (*field-effect transistor*, FET) o un polímetro digital (*digital multimeter*, DMM) en lugar de un polímetro de bobina móvil. La impedancia de entrada de estos instrumentos es al menos 10 MΩ, lo que normalmente elimina el error de carga.

1-6. TEOREMA DE NORTON

Recordemos las siguientes ideas acerca del teorema de Norton estudiado en cursos anteriores. En la Figura 1-12*a*, la **corriente de Norton** I_N se define como la *corriente por la carga cuando la resistencia de carga se cortocircuita*. A causa de esto, la corriente de Norton se denomina a veces *corriente por la carga en cortocircuito*.

$$\text{Corriente de Norton: } I_N = I_{CC} \tag{1-8}$$

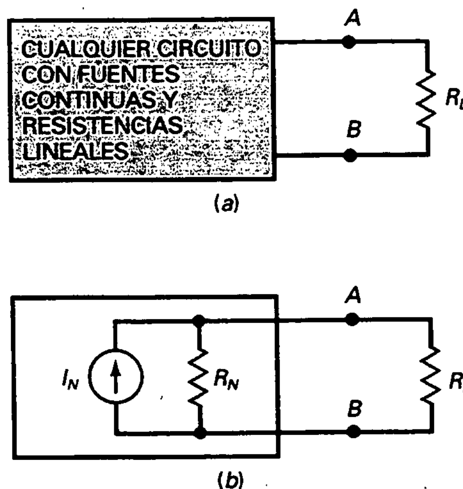


Figura 1-12. *a*) La caja negra tiene un circuito lineal en su interior; *b*) circuito Norton.

La **resistencia de Norton** es la *resistencia que un óhmetro mide en los terminales de la carga cuando todas las fuentes se anulan y la resistencia de carga está abierta.*

$$\text{Resistencia de Norton: } R_N = R_{CA} \tag{1-9}$$

Como la resistencia de Thevenin también es igual a R_{CA}, entonces se puede escribir la siguiente expresión:

$$R_N = R_{TH} \tag{1-10}$$

La derivación dice que la resistencia de Norton es igual a la de Thevenin. Si se calcula una resistencia de Thevenin de 10 kΩ, inmediatamente se sabe que la resistencia de Norton tiene el mismo valor.

❑ Idea básica

¿Cuál es el teorema de Norton? Obsérvese la Figura 1-12*a*. La caja negra representada en ella puede contener cualquier circuito con fuentes continuas y resistencias lineales. Norton probó que el circuito de la caja negra producirá exactamente la misma tensión en la carga que el circuito simple de la Figura 1-12*b*. El teorema de Norton se expresa de la siguiente forma:

$$V_L = I_N(R_N \| R_L) \tag{1-11}$$

Es decir, *la tensión en la carga es igual a la corriente de Norton multiplicada por la resistencia de Norton en paralelo con la resistencia de carga.*

Anteriormente se estudió que la resistencia de Norton era igual a la resistencia de Thevenin. Sin embargo, ha de notarse la diferencia en la localización de ambas resistencias: la de Thevenin está siempre en serie con una fuente de tensión, mientras que la de Norton se encuentra siempre en paralelo con una fuente de corriente.

Nota: Si está usando una corriente eléctrica se debe tener presente el siguiente hecho: en la industria, la flecha dentro de la fuente de corriente se dibuja casi siempre en la dirección de la corriente convencional. La excepción es una fuente de corriente dibujada con una flecha en trazo discontinuo en lugar de una de trazo sólido. En este caso, la fuente bombea electrones en la dirección de la flecha discontinua.

❑ La derivación

El teorema de Norton se puede deducir del **principio de dualidad**, que *establece que para cualquier teorema de circuitos eléctricos hay un teorema dual* (opuesto) *en el que se reemplazan las cantidades originales por cantidades duales*. A continuación se presenta una breve lista de estas cantidades:

Tensión ←——→ Corriente
Fuente de tensión ←——→ Fuente de corriente
Serie ←——→ Paralelo
Resistencia en serie ←——→ Resistencia en paralelo

La Figura 1-13 resume los principios de dualidad tal como se aplican a los circuitos de Thevenin y de Norton, lo que significa que podemos utilizar cualquiera de los circuitos en nuestros cálculos. Como se verá más adelante,

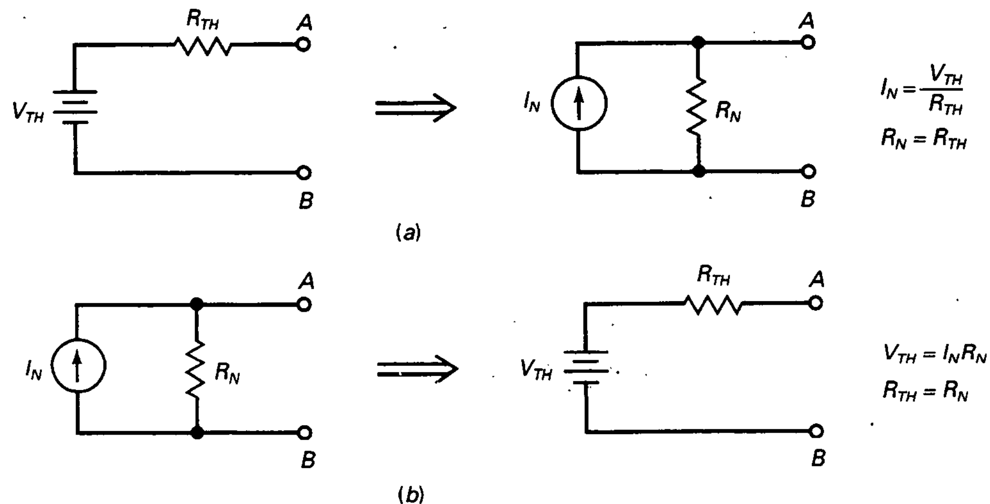


Figura 1-13. Principio de dualidad: el teorema de Thevenin implica el teorema de Norton y viceversa. *a*) Conversión Thevenin a Norton; *b*) conversión Norton a Thevenin.

ambos circuitos equivalentes son útiles. Algunas veces es más fácil utilizar Thevenin, en otras ocasiones empleamos Norton, todo va en función del problema específico que se haya planteado. La Tabla 1-2 resume los pasos para obtener los valores de Thevenin y de Norton.

❑ Relación entre el circuito de Norton y el de Thevenin

Ya sabemos que la resistencia Thevenin y Norton son de igual valor pero de diferente localización: la resistencia Thevenin está en serie con fuentes de tensión, y la resistencia Norton está en paralelo con fuentes de corriente.

Tabla 1-2. Valores de Thevenin y Norton

Proceso	Thevenin	Norton
Paso 1	Abrir la resistencia de carga.	Cortocircuitar la resistencia de carga.
Paso 2	Calcular o medir la tensión en circuito abierto. Ésta es la tensión Thevenin.	Calcular o medir la corriente en cortocircuito. Ésta es la corriente Norton.
Paso 3	Cortocircuitar las fuentes de tensión y abrir las fuentes de corriente.	Cortocircuitar las fuentes de tensión, abrir las fuentes de corriente y abrir la resistencia de carga.
Paso 4	Calcular o medir la resistencia en circuito abierto. Ésta es la resistencia Thevenin.	Calcular o medir la resistencia en circuito abierto. Ésta es la resistencia Norton.

Se pueden derivar dos relaciones más de la forma siguiente: se convierte cualquier circuito de Thevenin a un circuito de Norton, como se muestra en la Figura 1-13*a*. La prueba es directa, se cortocircuitan los terminales *AB* del circuito Thevenin y se obtiene la corriente Norton:

$$I_N = \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \qquad (1\text{-}12)$$

Esta nueva fórmula dice que *la corriente de Norton es igual a la tensión de Thevenin dividida por la resistencia de Thevenin.*

Del mismo modo, es posible convertir cualquier circuito Norton en un circuito Thevenin, tal como se aprecia en la Figura 1-13*b*. La tensión en circuito abierto es:

$$V_{TH} = I_N R_N \qquad (1\text{-}13)$$

con lo que la *tensión de Thevenin es igual a la corriente de Norton multiplicada por la resistencia de Norton.*

La Figura 1-13 resume las ecuaciones para convertir cualquier circuito en otro equivalente.

EJEMPLO 1-7

Supongamos que hemos reducido un circuito complicado al circuito de Thevenin que se muestra en la Figura 1-14*a*. ¿Cómo podemos convertir éste en un circuito Norton?

SOLUCIÓN

Usamos la Ecuación (1-12) para obtener el siguiente resultado:

$$I_N = \frac{10\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

La Figura 1-14 presenta el circuito de Norton. Aunque se olvide la Ecuación (1-12) se puede resolver el problema empleando la ley de Ohm, para lo que deberíamos seguir los pasos que se citan a continuación: observemos la Figura 1-14*a* e imaginemos un corto-

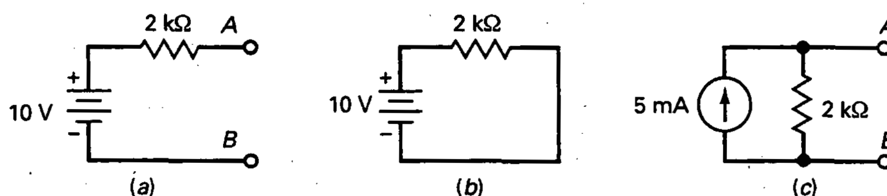


Figura 1-14. Calculando la corriente de Norton.

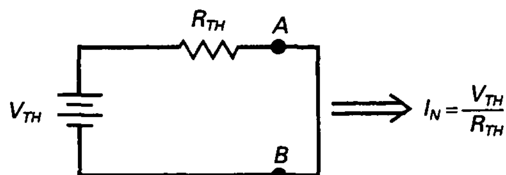
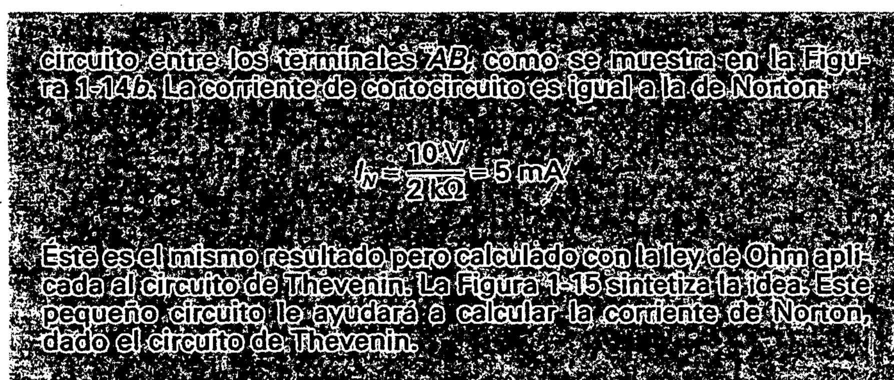


Figura 1-15. Una ayuda para calcular la corriente de Norton.


circuito entre los terminales *AB*, como se muestra en la Figura 1-14*b*. La corriente de cortocircuito es igual a la de Norton:

$$I_N = \frac{10\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

Éste es el mismo resultado pero calculado con la ley de Ohm aplicada al circuito de Thevenin. La Figura 1-15 sintetiza la idea. Este pequeño circuito le ayudará a calcular la corriente de Norton, dado el circuito de Thevenin.

1-7. DETECCIÓN DE AVERÍAS

Detectar averías significa descubrir por qué un circuito no está comportándose como debería. Las averías más comunes son los circuitos abiertos y los cortocircuitos. Dispositivos como los transistores pueden quedar en circuito abierto y en cortocircuito de muchas maneras. La superación del límite de potencia máxima de un transistor es una de las formas de destruirlo.

Las resistencias se convierten en circuitos abiertos cuando la potencia que disipan es excesiva. Por otro lado, se puede obtener involuntariamente una resistencia en cortocircuito, como se indica a continuación. Durante el horneado y soldadura de tarjetas de circuito impreso, una gota involuntaria de soldadura puede conectar dos pistas cercanas. Esta situación se denomina *puente de soldadura;* éste cortocircuita cualquier dispositivo entre las dos pistas. Por el contrario, una mala soldadura significa la no conexión en la mayoría de los casos. Esto se conoce como una unión *de soldadura fría* e implica que el dispositivo se encuentra en circuito abierto.

Además de los circuitos abiertos y cortocircuitos hay otras muchas posibilidades de avería. Por ejemplo, aplicar temporalmente demasiado calor a una resistencia puede cambiar de forma permanente el valor de la resistencia en un gran porcentaje. Si el valor de la resistencia es crítico, el circuito puede no funcionar adecuadamente después del daño térmico.

Por otro lado existe la pesadilla del detector de averías: el problema intermitente. Este tipo de problemas es muy difícil de aislar porque aparece y desaparece. Puede ser una unión de soldadura fría que alternativamente hace y rompe un contacto, o un cable de conexión flojo, o cualquier problema similar que cause un funcionamiento discontinuo.

❑ Un dispositivo en circuito abierto

Recordemos siempre las dos características de un dispositivo en circuito abierto:

- **La corriente a través de un dispositivo en circuito abierto es cero.**
- **La tensión es desconocida.**

La primera proposición es verdadera, ya que un dispositivo abierto tiene una resistencia infinita. No puede existir corriente por una resistencia infinita. La segunda proposición es cierta, ya que según la ley de Ohm:

$$V = IR = (0)(\infty)$$

En nuestra ecuación, 0 por ∞ es, matemáticamente, indeterminado. Tiene que averiguar cuál es la tensión mirando el resto del circuito.

❑ Un dispositivo en cortocircuito

Un dispositivo en cortocircuito es exactamente el concepto opuesto a un dispositivo en circuito abierto. Se deben recordar siempre estas dos características de un dispositivo en cortocircuito:

- **La tensión en un cortocircuito es cero.**
- **La corriente es desconocida.**

La primera proposición es cierta, porque un dispositivo cortocircuitado tiene resistencia cero. No puede existir tensión en una resistencia cero. La segunda proposición es verdadera, ya que según la ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{0}{0}$$

Matemáticamente, cero dividido por cero está indeterminado, por lo que debe averiguar cuál es la corriente estudiando el resto del circuito.

❑ Procedimiento

Normalmente, las tensiones se miden con respecto a masa. A partir de estas mediciones y de los conocimientos de electricidad básica, generalmente pueden deducirse la mayoría de las averías más comunes. Después de que se ha aislado el componente más sospechoso, se puede desoldar o desconectar dicho componente y utilizar un óhmetro u otro instrumento para confirmar si la sospecha era cierta.

❑ Valores correctos

En la Figura 1-16 se tiene un divisor de tensión constante constituido por las resistencias R_1 y R_2 a la cual están conectadas R_3 y R_4 en serie. Antes de poder detectar las averías en este circuito, hay que conocer las tensiones correctas. Por tanto, lo primero que hay que hacer es calcular los valores de

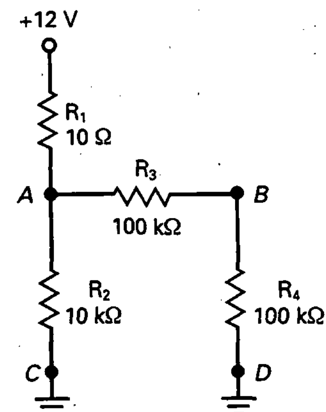


Figura 1-16. Divisor de tensión y carga usados en la exposición de detección de averías.

V_A y V_B. El primero es la tensión entre el punto *A* y masa. El segundo es la tensión entre el punto *B* y masa. Como R_1 y R_2 son mucho menores que R_3 y R_4 (10 Ω frente a 100 kΩ), la tensión constante en el punto *A* es aproximadamente de +6 V. Además, como R_3 y R_4 son iguales, la tensión en el punto *B* es aproximadamente de +3 V. Si el circuito funcionara correctamente, se medirían 6 V entre el punto *A* y masa, y 3 V entre el punto *B* y masa. Estas dos tensiones son el primer dato de la Tabla 1-3.

❑ R_1 abierto

¿Qué sucede con las tensiones cuando R_1 está en circuito abierto? Como no puede circular corriente por la resistencia R_1, si está en circuito abierto, tampoco puede circular corriente por la resistencia R_2. Según la ley de Ohm, la tensión en R_2 es cero. Por tanto, $V_A = 0$ y $V_B = 0$, como se muestra en la Tabla 1-3 para R_1 abierta.

❑ R_2 abierto

¿Qué ocurre con las tensiones si R_2 está en circuito abierto? Como no circula corriente por R_2, la tensión en el punto *A* es la tensión de alimentación. Como R_1 es mucho menor que R_3 y R_4, la tensión en el punto *A* es de aproximadamente 12 V. Como R_3 y R_4 son iguales, la tensión en el punto *B* pasa a ser de 6 V. Éste es el motivo por el que aparecen en la Tabla 1-3 los valores de $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V cuando R_2 está en circuito abierto.

❑ Otros problemas

Si la masa *C* está en circuito abierto, no puede pasar corriente por R_2. Es como si R_2 estuviese en circuito abierto. Por tal causa, aparecen los valores $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V en la Tabla 1-3.

Sería conveniente que se determinasen los datos restantes de la Tabla 1-3, asegurándose de que se comprende por qué aparece cada tensión para la avería indicada.

Tabla 1-3. Averías y pistas

Avería	V_A (V)	V_B (V)
Sin problemas	6	3
R_1 abierta	0	0
R_2 abierta	12	6
R_3 abierta	6	0
R_4 abierta	6	6
C abierto	12	6
D abierto	6	6
R_1 en corto	12	6
R_2 en corto	0	0
R_3 en corto	6	6
R_4 en corto	6	0

EJEMPLO 1-8

En la Figura 1-16 se mide $V_A = 0$ y $V_B = 0$. ¿Cuál es la avería de este circuito?

SOLUCIÓN

Observemos la Tabla 1-3. Como podemos ver hay dos problemas posibles: R_1 abierta o R_2 cortocircuitada. Ambos producen una tensión cero en los puntos *A* y *B*. Para aislar esta cuestión, podemos desconectar R_1 y medirlo. Si medimos el circuito abierto ya hemos encontrado el problema. Y si el valor es correcto, entonces R_2 es el problema.

EJEMPLO 1-9

¿Cuál es el problema si $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V en el circuito de la Figura 1-16?

SOLUCIÓN

La Tabla 1-3 muestra tres averías posibles: R_2 abierta, *C* abierta, o R_1 cortocircuitada. Para aislarla, podemos desconectar R_2 y medirlo. Si mide circuito abierto ya hemos dado con el fallo. Y si mide bien, entonces determinamos R_1. Si su valor es cero ya hemos localizado el problema. Si mide bien entonces la conexion *C* es la avería.

EJEMPLO 1-10

Observemos la cuestión relativa a la detección de averías de la Figura 1-22 (al final de la sección de problemas). Tiene un circuito en la parte superior similar al que se ha resumido en la Tabla 1-3. Los valores de los componentes del circuito son diferentes, por lo que las tensiones también lo serán. ¿Cómo se emplea el detector de averías (T-shooter) para medir las tensiones *A*, *B* y *E* cuando el circuito funciona correctamente?

SOLUCIÓN

En la Figura 1-22, la primera tabla indica «sin problemas». Ésta es la que se debe emplear cuando se deseen medir tensiones correctas. Para medir la tensión en el punto *A*, lea el dato adyacente a V_A, que es *B5*. A este dato (*B5*) se le llama *muestra*. Trasládese a la tabla grande denominada «Tensiones» y lea el valor de la muestra *B5*. Busque la fila *B* y la columna 5. Deberá leer 4, lo que significa 4 V. Ésta es la tensión en el punto *A*.

De forma similar, V_B tiene una muestra *E2*. En la tabla grande, ésta se corresponde con una tensión de 2 V. Finalmente, la tensión de la fuente V_S tiene una muestra de valor *C4*. La tensión correspondiente es 12 V.

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 1-1. Los tres tipos de fórmulas

Una *definición* es una fórmula inventada para un nuevo concepto. Una *ley* es una fórmula para una relación de la naturaleza. Una *derivación* es una fórmula producida matemáticamente.

Sección 1-2. Aproximaciones

Las aproximaciones se utilizan ampliamente en la industria. La aproximación ideal se emplea para detección de averías. La segunda aproximación es útil para cálculos preliminares en los circuitos. Las aproximaciones superiores se usan con ordenadores.

Sección 1-3. Fuentes de tensión

Una fuente ideal de tensión no tiene resistencia interna. La segunda aproximación de una fuente de tensión tiene una resistencia interna en serie con la fuente. Una fuente de tensión constante se define como aquella que tiene una resistencia interna que es al menos 100 veces menor que la resistencia de carga.

Sección 1-4. Fuentes de corriente

Una fuente ideal de corriente tiene una resistencia interna infinita. La segunda aproximación de una fuente de corriente posee una resistencia interna grande en paralelo con la fuente. Una *fuente de corriente constante* se define como aquella cuya resistencia interna es, al menos, 100 veces mayor que la resistencia de carga.

Sección 1-5. Teorema de Thevenin

La tensión de Thevenin se define como la tensión en la carga cuando la resistencia de carga está desconectada. La resistencia Thevenin es la resistencia que un óhmetro mediría con una carga abierta y todas las fuentes anuladas. Thevenin probó que un circuito equivalente de Thevenin puede producir la misma corriente por la carga que cualquier otro circuito con fuentes y resistencias lineales.

Sección 1-6. Teorema de Norton

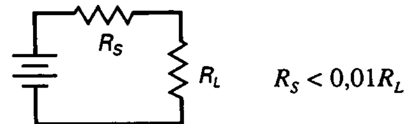
La resistencia Norton tiene el mismo valor que la resistencia Thevenin. La corriente Norton es igual a la corriente por la carga cuando la resistencia de carga está en cortocircuito. Norton demostró que un circuito equivalente de Norton produce la misma tensión en la carga que cualquier otro circuito con fuentes y resistencias lineales. La corriente de Norton es equivalente a la tensión de Thevenin dividida por la resistencia de Thevenin.

Sección 1-7. Detección de averías

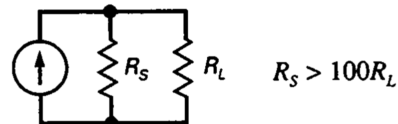
Los problemas más comunes son los cortocircuitos, los circuitos abiertos y los problemas intermitentes. Un cortocircuito siempre tiene una tensión cero en él; la corriente a través de un cortocircuito debe calcularse observando el resto del mismo. La corriente que atraviesa un circuito abierto es nula en todo momento; la tensión en un circuito abierto se debe calcular examinando el resto del circuito. Un problema intermitente es aquel que va y viene y requiere mucha paciencia y lógica para detectarlo.

DEFINICIONES

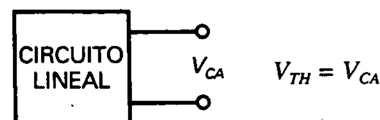
(1-1) Fuente de tensión constante:



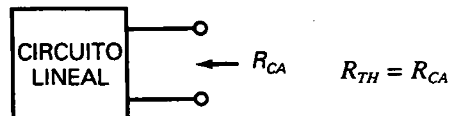
(1-3) Fuente de corriente constante:



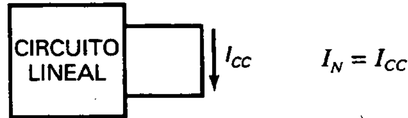
(1-5) Tensión de Thevenin:



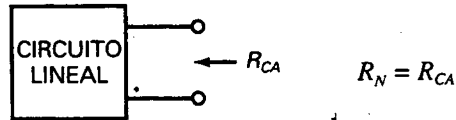
(1-6) Resistencia Thevenin:



(1-8) Corriente de Norton:

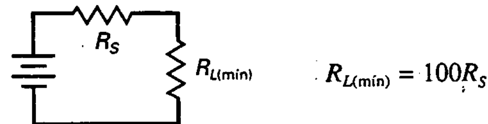


(1-9) Resistencia Norton:

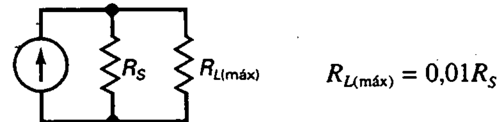


DERIVACIONES

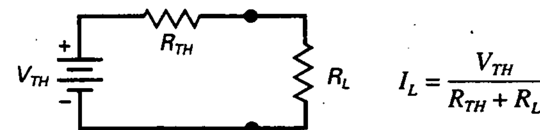
(1-2) Fuente de tensión constante:



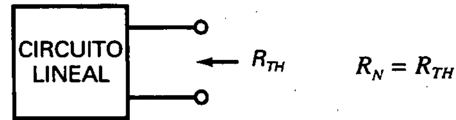
(1-4) Fuente de corriente constante:



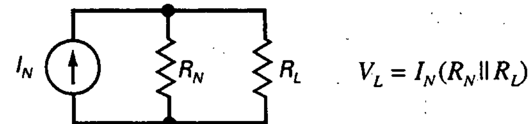
(1-7) Teorema de Thevenin:



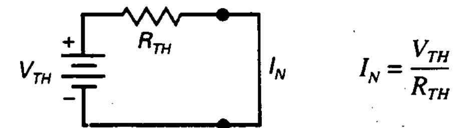
(1-10) Resistencia de Norton:



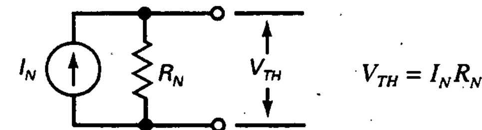
(1-11) Teorema de Norton:



(1-12) Corriente de Norton:



(1-13) Tensión de Thevenin:



EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Una fuente ideal de tensión tiene
   a) Resistencia interna nula
   b) Resistencia interna infinita
   c) Una tensión dependiente de la carga
   d) Una corriente dependiente de la carga
2. Una fuente real de tensión posee
   a) Resistencia interna nula
   b) Resistencia interna infinita
   c) Resistencia interna pequeña
   d) Resistencia interna grande
3. Si la resistencia de carga es de 1 kΩ, la fuente de tensión constante tiene una resistencia de
   a) Al menos 10 Ω
   b) Menos de 10 Ω
   c) Más de 100 kΩ
   d) Menos de 100 kΩ
4. Una fuente ideal de corriente posee
   a) Resistencia interna nula
   b) Resistencia interna infinita
   c) Una tensión dependiente de la carga
   d) Una corriente dependiente de la carga
5. Una fuente real de corriente tiene
   a) Resistencia interna nula
   b) Resistencia interna infinita
   c) Resistencia interna pequeña
   d) Resistencia interna grande

6. Si la resistencia de carga es de 1 kΩ, el valor de la resistencia de la fuente constante es de
- **a)** Al menos 10 Ω
- **b)** Menos de 10 Ω
- **c)** Más de 100 kΩ
- **d)** Menos de 100 kΩ

7. La tensión Thevenin es la misma que
- **a)** La tensión en la carga en cortocircuito
- **b)** La tensión en la carga en circuito abierto
- **c)** La tensión de la fuente ideal
- **d)** La tensión de Norton

8. La resistencia Thevenin es igual en valor a
- **a)** La resistencia de carga
- **b)** La mitad de la resistencia de carga
- **c)** La resistencia interna de un circuito Norton
- **d)** La resistencia en circuito abierto

9. Para hallar la tensión Thevenin hay que
- **a)** Cortocircuitar la resistencia de carga
- **b)** Abrir la resistencia de carga
- **c)** Cortocircuitar la fuente de tensión
- **d)** Abrir la fuente de tensión

10. Para hallar la corriente Norton es necesario
- **a)** Cortocircuitar la resistencia de carga
- **b)** Abrir la resistencia de carga
- **c)** Cortocircuitar la fuente de tensión
- **d)** Abrir la fuente de tensión

11. En ocasiones la corriente Norton recibe el nombre de
- **a)** Corriente por la carga en cortocircuito
- **b)** Corriente por la carga en circuito abierto
- **c)** Corriente Thevenin
- **d)** Tensión Thevenin

12. Un puente de soldadura puede causar
- **a)** Un cortocircuito
- **b)** Un circuito abierto
- **c)** Es útil en algunos circuitos
- **d)** Siempre tiene resistencias altas

13. Una soldadura fría
- **a)** Muestra una buena técnica de soldadura
- **b)** Normalmente produce un circuito abierto
- **c)** Puede causar un problema intermitente
- **d)** Siempre tiene una resistencia baja

14. Una resistencia en circuito abierto provoca
- **a)** Una corriente infinita a través de ella
- **b)** Una tensión nula entre sus bornas
- **c)** Una tensión infinita entre sus bornas
- **d)** Una corriente nula a través de ella

15. Una resistencia cortocircuitada ocasiona
- **a)** Una corriente infinita a través de ella
- **b)** Una tensión nula entre sus bornas
- **c)** Una tensión infinita entre sus bornas
- **d)** Una corriente nula a través de ella

16. Una fuente ideal de tensión y una resistencia interna es un ejemplo de
- **a)** Una aproximación ideal
- **b)** La segunda aproximación
- **c)** Aproximación superior
- **d)** Un modelo exacto

17. Considerar un cable de conexión como un conductor con resistencia nula es un modelo de
- **a)** Una aproximación ideal
- **b)** La segunda aproximación
- **c)** Aproximación superior
- **d)** Un modelo exacto

18. La tensión de salida en una fuente ideal de tensión es
- **a)** Cero
- **b)** Constante
- **c)** Dependiente del valor de la resistencia de carga
- **d)** Dependiente de la resistencia interna

19. La corriente de salida de una fuente ideal de corriente toma el valor
- **a)** Cero
- **b)** Constante
- **c)** Dependiente del valor de la resistencia de carga
- **d)** Dependiente de la resistencia interna

20. El teorema de Thevenin permite sustituir un circuito complicado conectado a una carga por una
- **a)** Fuente ideal de tensión en paralelo con una resistencia
- **b)** Fuente ideal de corriente en paralelo con una resistencia
- **c)** Fuente ideal de tensión en serie con una resistencia
- **d)** Fuente ideal de corriente en serie con una resistencia

21. El teorema de Norton hace posible reemplazar un circuito complejo conectado a una carga por una
- **a)** Fuente ideal de tensión en paralelo con una resistencia
- **b)** Fuente ideal de corriente en paralelo con una resistencia
- **c)** Fuente ideal de tensión en serie con una resistencia
- **d)** Fuente ideal de corriente en serie con una resistencia

22. Una manera de poner un dispositivo en cortocircuito es
- **a)** Con una soldadura fría
- **b)** Con un puente de soldadura
- **c)** Desconectándolo
- **d)** Abriendo la resistencia

23. Las derivaciones son
- **a)** Descubrimientos
- **b)** Invenciones
- **c)** Producidas matemáticamente
- **d)** Siempre denominadas teoremas

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

Una entrevista de trabajo refleja rápidamente si sus conocimientos son superficiales o si realmente comprende la electrónica. Los entrevistadores no siempre preguntan cuestiones claras y concisas. Algunas veces omiten datos para ver cómo maneja el problema. Cuando se entrevista para un trabajo, el entrevistador puede preguntarle cosas como las siguientes. Preferiblemente conteste estas cuestiones después de haber resuelto algunos de los apartados de la sección «Problemas».

1. ¿Cuál es la diferencia entre una fuente de tensión y una fuente de corriente?
2. ¿Cuándo tiene que incluir una resistencia de fuente en sus cálculos de una corriente por la carga?
3. Si un dispositivo se modela como una fuente de corriente, ¿qué puede decir acerca de la resistencia de carga?
4. ¿Qué significa para usted una fuente constante?
5. Tengo un circuito grapinado en mi banco de laboratorio. Dígame qué medidas puedo tomar para obtener la resistencia de Thevenin y la tensión de Thevenin.
6. Hay una caja negra en mi banco de laboratorio. ¿Es una fuente de tensión o una fuente de corriente?
7. ¿Cómo se relacionan la resistencia de Thevenin y «los amperios fríos» de una batería de coche?
8. Alguien le dice que una fuente de tensión está fuertemente cargada. ¿Qué cree que significa eso?
9. ¿Qué aproximación usa normalmente un técnico cuando realiza procedimientos iniciales de detección de averías? ¿Por qué?
10. Cuando se están buscando averías de un circuito electrónico, usted mide una tensión continua de 9,5 V en el punto de medida cuando el esquema del circuito dice que debe medir 10 V. ¿Qué infiere usted de esta lectura? ¿Por qué?
11. ¿Cuáles son algunas de las razones para usar un circuito de Thevenin o de Norton?
12. ¿Qué valor tienen el teorema de Norton y Thevenin en un banco de pruebas?

PROBLEMAS

Sección 1-3. Fuentes de tensión

1-1. Suponga que una fuente de tensión tiene una tensión ideal de 12 V y una resistencia interna de 0,5 Ω. ¿Para qué valores de carga la fuente de tensión será constante?

1-2. Una resistencia de carga puede variar de 270 Ω a 100 kΩ. Si una fuente constante de tensión excita a esta resistencia de carga, ¿cuál es la resistencia interna de la fuente?

1-3. Una pila para linterna tiene una resistencia interna de 1 Ω. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la pila será constante?

1-4. Una batería para automóvil tiene una resistencia interna de 0,06 Ω. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la batería será constante?

1-5. La resistencia interna de una fuente de tensión es igual a 0,05 Ω. ¿Cuál es la caída de tensión en esta resistencia cuando circula por ella una corriente de 2 A?

1-6. En la Figura 1-17 la tensión ideal es de 9 V y la resistencia interna es de 0,4 Ω. Si la resistencia de carga vale cero, ¿qué valor tiene la corriente por la carga?

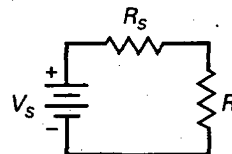


Figura 1-17

Sección 1-4. Fuentes de corriente

1-7. Suponga que una fuente de corriente tiene una corriente ideal de 10 mA y una resistencia interna de 20 MΩ. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la fuente de corriente será constante?

1-8. Una resistencia de carga puede variar desde 270 Ω hasta 100 kΩ. Si una fuente constante de corriente excita esta resistencia de carga, ¿cuál es la resistencia interna de la fuente?

1-9. Una fuente de corriente tiene una resistencia interna de 100 kΩ. ¿Cuál es la mayor resistencia de carga posible si la fuente de corriente debe ser constante?

1-10. En la Figura 1-18 la corriente ideal es de 10 mA y la resistencia interna es de 100 kΩ. Si la resistencia de carga es nula, ¿cuál es la corriente por la carga?

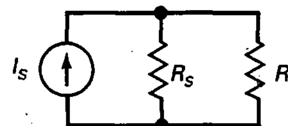


Figura 1-18

1-11. En el circuito de la Figura 1-18 la corriente ideal es de 5 mA y la resistencia interna es de

250 kΩ. Si la resistencia de carga es de 10 kΩ, ¿cuál es la corriente por la carga? ¿Es ésta una fuente de corriente constante?

Sección 1-5. Teorema de Thevenin

1-12. ¿Cuál es la tensión Thevenin en el circuito de la Figura 1-19? ¿Cuál es la resistencia Thevenin?

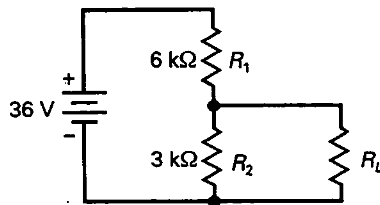


Figura 1-19

1-13. Use el teorema de Thevenin para calcular la corriente por la carga en el circuito de la Figura 1-19 para cada una de las siguientes resistencias de carga: 0,1 kΩ, 2 kΩ, 3 kΩ, 4 kΩ, 5 kΩ y 6 kΩ.

1-14. El valor de la fuente de tensión en la Figura 1-19 disminuye a 12 V. ¿Qué sucede con la tensión Thevenin? ¿Y con la resistencia Thevenin?

1-15. Si en la Figura 1-19 se duplica el valor de todas las resistencias, ¿qué sucede con la tensión Thevenin? ¿Y con la resistencia Thevenin?

Sección 1-6. Teorema de Norton

1-16. Un circuito tiene una tensión Thevenin de 15 V y una resistencia Thevenin de 3 kΩ. ¿Cuál es el circuito Norton correspondiente?

1-17. Un circuito tiene una corriente Norton de 10 mA y una resistencia Norton de 10 kΩ. ¿Cuál es el circuito equivalente Thevenin?

1-18. ¿Cuál es el circuito equivalente Norton para la Figura 1-19?

Sección 1-7. Detección de averías

1-19. Suponiendo que en la Figura 1-19 la tensión en la carga es de 36 V, ¿qué error hay en R_1?

1-20. La tensión en la carga del circuito de la Figura 1-19 vale cero. Si la batería y la resistencia de carga son correctas, sugiera dos averías posibles.

1-21. Si la tensión en la carga del circuito de la Figura 1-19 es cero y todas las resistencias son correctas, ¿dónde se localiza la avería?

1-22. Si la tensión en la carga del circuito de la Figura 1-19 es de 12 V, ¿cuál es la avería probable?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

1-23. Una fuente de tensión se cortocircuita temporalmente. Si la tensión ideal es de 6 V y la corriente por la carga en corto es de 150 A, ¿cuál es la resistencia interna de la fuente?

1-24. En el circuito de la Figura 1-17 la tensión ideal es de 10 V y la resistencia de carga es de 75 Ω. Siendo la tensión en la carga de 9 V, ¿cuánto vale la resistencia interna?, ¿es constante la fuente de tensión?

1-25. En una caja negra con una resistencia de 2 kΩ conectada entre sus terminales de carga, ¿cómo se podría medir la tensión Thevenin?

1-26. La caja negra del problema anterior presenta un mando que le permite reducir todas las fuentes internas de corriente y de tensión a cero. ¿Cómo se podría medir la resistencia Thevenin?

1-27. Resuelva el Problema 1-13. Luego resuélvalo sin emplear el teorema de Thevenin. Al terminar, escriba un comentario acerca de lo que aprendió sobre el teorema de Thevenin.

1-28. Usted está en el laboratorio viendo un circuito como el de la Figura 1-20. Alguien le reta a encontrar el circuito equivalente de Thevenin. Describa un procedimiento experimental para medir la tensión de Thevenin y la resistencia Thevenin.

1-29. Diseñe un hipotético generador de corriente, empleando una batería y una resistencia, que proporcione una corriente fija de 1 mA a cualquier resistencia de carga entre 0 y 10 kΩ.

1-30. Diseñe un divisor de tensión (similar al de la Figura 1-19) que reúna lo siguiente: la tensión ideal es de 30 V, la tensión con la carga en circuito abierto es de 15 V y la resistencia Thevenin es igual o menor de 2 kΩ.

1-31. Diseñe un divisor de tensión como el de la Figura 1-19 que genere una tensión fija de 10 V para todas las resistencias de carga mayores que 1 MΩ. Emplee una tensión ideal de 30 V.

1-32. Sólo con una pila tipo D-cell para linterna y un polímetro (voltímetro-óhmetro-miliamperímetro «VOM»), describa un método experimental para hallar el circuito equivalente Thevenin de la pila.

1-33. Sólo con una pila D-cell, un VOM y una caja con varias resistencias, describa un método mediante el cual, empleando una resistencia, halle la resistencia Thevenin de la pila.

1-34. Calcule la corriente por la carga en la Figura 1-21 para cada una de las resistencias siguientes: 0,1 kΩ, 2 kΩ, 3 kΩ, 4 kΩ, 5 Ω y 6 kΩ.

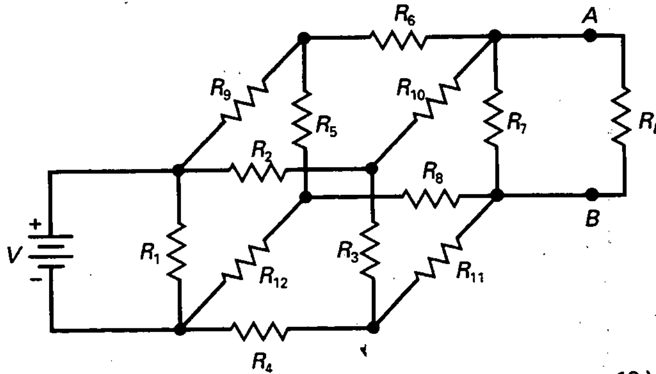


Figura 1-20

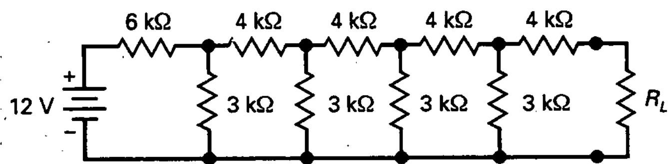
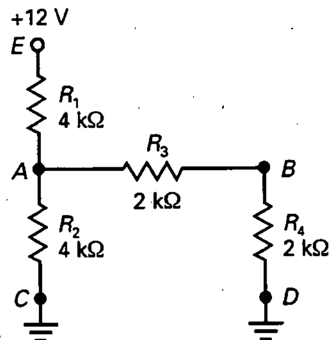


Figura 1-21

DETECTOR DE AVERÍAS

1-35. Use el detector de averías de la Figura 1-22 para los siguientes problemas. Los problemas son una de las resistencias abierta, una de las resistencias cortocircuitada, una masa abierta o falta de tensión de alimentación. ¿Qué está causando los Problemas 1 al 11?



	1	2	3	4	5	6
A	4	0	12	6	4	3
B	6	12	0	3	4	0
C	12	3	6	12	3	0
D	6	0	6	0	12	0
E	0	2	4	12	0	6
F	12	0	6	4	6	12

TENSIONES

Sin problemas	Avería 1	Avería 2	Avería 3	Avería 4	Avería 5	Avería 6	Avería 7	Avería 8	Avería 9	Avería 10	Avería 11
V_A: B5	V_A: C1	V_A: B3	V_A: E1	V_A: B1	V_A: C2	V_A: D3	V_A: A4	V_A: D1	V_A: F2	V_A: B4	V_A: F5
V_B: E2	V_B: F3	V_B: C6	V_B: B6	V_B: D4	V_B: A6	V_B: C5	V_B: E6	V_B: C5	V_B: A2	V_B: D6	V_B: C3
V_E: C4	V_E: D5	V_E: A3	V_E: B2	V_E: E4	V_E: F1	V_E: A3	V_E: C4	V_E: F1	V_E: D2	V_E: D5	V_E: F6

Figura 1-22. Detector de averías: una simulación de detección de averías.

CAPÍTULO 2

Semiconductores

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Reconocer, a nivel atómico, las características de los conductores y de los semiconductores.
- ➤ Describir la estructura de un cristal de silicio.
- ➤ Conocer los dos tipos de portadores y las clases de impurezas que los convierten en mayoritarios.
- ➤ Explicar las condiciones que se cumplen en la unión *pn* de un diodo sin polarizar, de un diodo polarizado en inversa y de un diodo polarizado en directa.
- ➤ Comprender los dos tipos de corrientes de ruptura provocados por la aplicación de una tensión inversa excesiva sobre un diodo.

VOCABULARIO

- banda de conducción
- barrera de potencial
- corriente de pérdidas de superficie
- diodo
- diodo de unión
- dopaje
- efecto avalancha
- electrón libre
- energía térmica
- hueco
- polarización directa
- polarización inversa
- portadores mayoritarios
- portadores minoritarios
- recombinación
- semiconductor
- semiconductor de tipo-*n*
- semiconductor de tipo-*p*
- silicio
- temperatura ambiente
- temperatura de unión
- tensión de ruptura
- unión *pn*
- zona de deplexión

Para comprender cómo funcionan los diodos, los transistores y los circuitos integrados es necesario estudiar los materiales semiconductores: componentes que no se comportan ni como conductores ni como aislantes. Los semiconductores poseen algunos electrones libres, pero lo que les confiere un carácter especial es la presencia de huecos. En este capítulo se aprenderán los conceptos relacionados con los semiconductores y sus propiedades más relevantes.

2-1. CONDUCTORES

El cobre es un buen conductor. La razón es evidente si se tiene en cuenta su estructura atómica, como se ve en la Figura 2-1. El núcleo o centro del átomo contiene 29 protones (cargas positivas). Cuando un átomo de cobre tiene una carga neutra, 29 electrones (cargas negativas) se disponen alrededor del núcleo. Los electrones viajan en distintas *orbitales* (también llamados *capas*). Hay 2 electrones en el primer orbital, 8 electrones en el segundo, 18 en el tercero y 1 en el orbital exterior.

❑ Orbitales estables

El núcleo atómico atrae a los electrones orbitales (Fig. 2-1). Éstos no caen hacia el núcleo debido a la fuerza centrífuga (hacia fuera) creada por su

movimiento orbital. Cuando un electrón se halla en un orbital estable, la fuerza centrífuga equilibra exactamente la atracción eléctrica ejercida por el núcleo. La idea es similar a un satélite en órbita alrededor de la tierra, que a la velocidad y altura adecuadas, puede permanecer en una orbital estable sobre la tierra.

Cuanto más lejana es la órbita de un electrón menor es la atracción del núcleo. Los electrones de los orbitales más alejados del centro se mueven a menor velocidad, produciendo menos fuerza centrífuga. El electrón más externo en la Figura 2-1 viaja muy lentamente y prácticamente no se siente atraído hacia el núcleo.

❑ La parte interna

En electrónica, lo único que importa es el orbital exterior, el cual también se denomina **orbital de valencia**. Es este orbital exterior el que determina las propiedades eléctricas del átomo. Para subrayar la importancia de dicho orbital de valencia, se define la parte interna de un átomo como el núcleo más todos los orbitales internos. Para un átomo de cobre, la parte interna es el núcleo (+29) y los tres primeros orbitales (–28).

La parte interna de un átomo de cobre tiene una carga resultante de +1, porque tiene 29 protones y 28 electrones internos. La Figura 2-2 permite visualizar la parte interna y el orbital de valencia de un átomo. El electrón de valencia se encuentra en un orbital exterior alrededor de la parte interna y tiene una carga resultante de +1. A causa de ello, la atracción que sufre el electrón de valencia es muy pequeña.

❑ Electrón libre

Como el electrón de valencia es atraído muy débilmente por la parte interna del átomo, una fuerza externa puede arrancar fácilmente este electrón, al que se le conoce como *electrón libre*, y, por eso mismo, el cobre es un buen

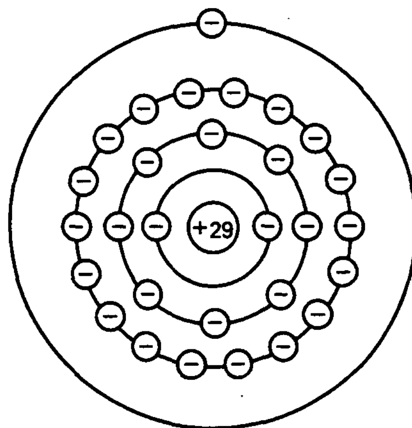


Figura 2-1. Átomo de cobre.

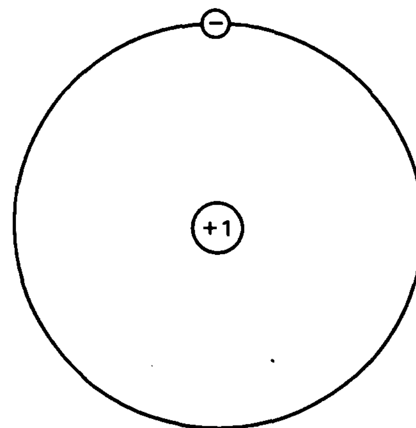


Figura 2-2. Diagrama de la parte interna de un átomo de cobre.

conductor. Incluso la tensión más pequeña puede hacer que los electrones libres de un conductor se muevan de un átomo al siguiente. Los mejores conductores son la plata, el cobre y el oro. Todos tienen una parte interna como la que se representa en la Figura 2-2.

EJEMPLO 2-1

Supongamos que una fuerza exterior arranca el electrón de valencia de la Figura 2-2 de un átomo de cobre. ¿Cuál es la carga resultante del átomo de cobre? ¿Y si un electrón exterior entra en la orbital de valencia de la Figura 2-2?

SOLUCIÓN

Cuando el electrón de valencia se va, la carga resultante del átomo es de +1. Si un átomo neutro pierde uno o más electrones se convierte en un átomo cargado positivamente, que recibe el nombre de *ión positivo*.

Cuando un electrón exterior entra dentro del orbital de valencia de la Figura 2-2, la carga resultante del átomo es igual a −1. Si un átomo tiene un electrón extra en la orbital de valencia, llamamos al átomo cargado negativamente *ión negativo*.

2-2. SEMICONDUCTORES

Los mejores conductores (plata, cobre y oro) tienen un electrón de valencia, mientras que los mejores aislantes poseen ocho electrones de valencia. Un *semiconductor* es un elemento con propiedades eléctricas entre las de un conductor y las de un aislante. Como cabría esperar, los mejores semiconductores tienen cuatro electrones de valencia.

❑ Germanio

El germanio es un ejemplo de semiconductor. Tiene cuatro electrones en su orbital de valencia. Hace unos años el germanio era el único material adecuado para la fabricación de dispositivos de semiconductores. Sin embargo, estos dispositivos de germanio tenían un grave inconveniente, que no pudo ser resuelto por los ingenieros: su excesiva corriente inversa (que se discutirá en una sección posterior). Más tarde, otro semiconductor, el *silicio,* se hizo más práctico dejando obsoleto al germanio en la mayoría de las aplicaciones electrónicas.

❑ Silicio

Después del oxígeno, el silicio es el elemento más abundante de la tierra. Sin embargo, existieron algunos problemas que impidieron su uso en los primeros días de los semiconductores. Una vez resueltos, las ventajas del

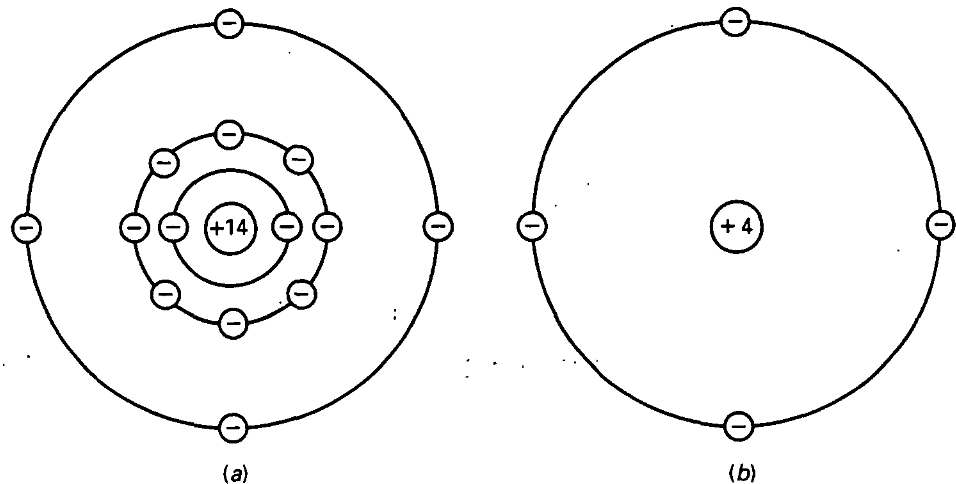


Figura 2-3. *a*) Átomo de silicio; *b*) diagrama de la parte interna.

silicio (discutidas posteriormente) lo convirtieron inmediatamente en el semiconductor a elegir. Sin él, la electrónica moderna, las comunicaciones y los ordenadores serían imposibles.

Un átomo de silicio aislado tiene 14 protones y 14 electrones. En la Figura 2-3*a* el primer orbital contiene 2 electrones y el segundo 8. Los 4 electrones restantes se encuentran en el orbital de valencia. En la Figura 2-3*a*, la parte interna tiene una carga resultante de +4 porque contiene 14 protones en el núcleo y 10 electrones en los dos primeros orbitales.

La Figura 2-3*b* muestra la parte interna de un átomo de silicio. Los 4 electrones de valencia nos indican que el silicio es un semiconductor.

EJEMPLO 2-2

¿Cuál es la carga resultante del átomo de silicio de la Figura 2-3*b* si pierde uno de sus electrones de valencia? ¿Y si gana un electrón extra en el orbital de valencia?

SOLUCIÓN

Si pierde un electrón de valencia, se convierte en un ión positivo con carga +1. Si el átomo de silicio gana un electrón de valencia extra, se transforma en un ión negativo, con una carga −1.

2-3. CRISTALES DE SILICIO

Cuando los átomos de silicio se combinan para formar un sólido, lo hacen en una estructura ordenada llamada *cristal.* Cada átomo de silicio comparte sus electrones de valencia con los átomos de silicio vecinos, de tal manera que tiene 8 electrones en el orbital de valencia. Por ejemplo, la Figura 2-4*a*

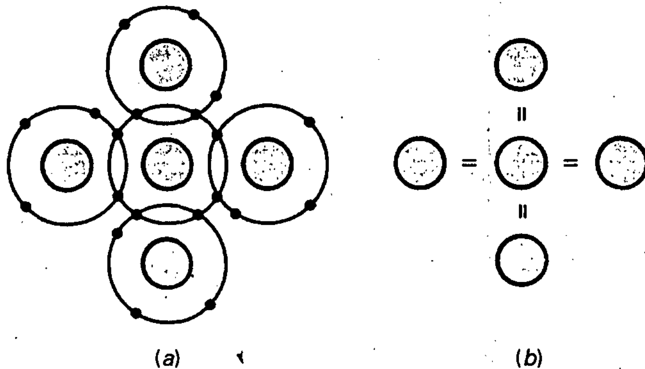


Figura 2-4. *a*) Un átomo de un cristal tiene cuatro vecinos; *b*) enlaces covalentes.

muestra un átomo central con 4 vecinos. Los círculos sombreados representan los cinco núcleos de silicio. Aunque el átomo central tenía originalmente 4 electrones en su orbital de valencia, ahora posee 8.

❑ Enlaces covalentes

Cada átomo vecino comparte un electrón con el átomo central. De esta forma, el átomo central parece tener 4 electrones adicionales, sumando un total de 8 electrones en su orbital de valencia. En realidad, los electrones dejan de pertenecer a un solo átomo, ya que cada átomo central y sus vecinos comparten electrones. La misma idea es válida para todos los demás átomos de silicio. En resumen, cada átomo dentro de un cristal de silicio tiene cuatro vecinos.

En la Figura 2-4*a*, cada núcleo presenta una carga de +4. Obsérvese la parte interna central y la que está a su derecha. Estas dos partes mantienen el par de electrones entre ellas atrayéndolos con fuerzas iguales y opuestas. Este equilibrio entre las fuerzas es el que mantiene unidos a los átomos de silicio. La idea es similar a la del juego de tirar de la cuerda. Mientras los equipos tiren con fuerzas iguales y opuestas, permanecerán unidos.

Como cada uno de los electrones compartidos en la Figura 2-4*a* está siendo atraído en direcciones opuestas, el electrón constituye un enlace entre los núcleos opuestos. A este tipo de enlace químico se le da el nombre de *enlace covalente.* La Figura 2-4*b* es una forma simple de mostrar el concepto de enlaces covalentes. En un cristal de silicio hay miles de millones de átomos de silicio, cada uno con 8 electrones de valencia. Estos electrones de valencia son los enlaces covalentes que mantienen unido el cristal, dándole solidez.

❑ Saturación de valencia

Cada átomo en un cristal de silicio tiene 8 electrones en su orbital de valencia. Estos 8 electrones producen una estabilidad química que da como resultado un cuerpo compacto de material de silicio. Nadie está seguro por qué el

orbital exterior de todos los elementos tiene una predisposición a tener ocho electrones. Cuando no existen ocho electrones de forma natural en un elemento, éste tiende a combinarse y a compartir electrones con otros átomos para obtener ocho electrones en el orbital exterior.

Hay ecuaciones matemáticas complicadas que explican parcialmente por qué ocho electrones producen estabilidad química en diferentes materiales, pero no se sabe la razón intrínseca por la cual el número ocho es tan especial. Se trata de una ley experimental, como la ley de la gravedad, la de Coulomb y otras leyes que observamos pero que no podemos explicar completamente. Estableciéndolo como una ley tenemos:

$$\text{Saturación de valencia: } n = 8 \qquad (2\text{-}1)$$

Dicho de otro modo, el orbital de valencia no puede soportar más de ocho electrones. Además, los ocho electrones de valencia se llaman **electrones ligados** por encontrarse fuertemente unidos a los átomos. Debido a estos electrones ligados, un cristal de silicio es casi un aislante perfecto a temperatura ambiente (aproximadamente 25 °C).

❑ El hueco

La temperatura ambiente es la temperatura del aire circundante. Cuando dicha temperatura es mayor que el cero absoluto (–273 °C), la energía térmica del aire circundante hace que los átomos en un cristal de silicio vibren dentro del cristal. Cuanto mayor sea la temperatura, más intensas serán las vibraciones mecánicas de estos átomos. Si se toca un objeto, el calor que transmite proviene de la vibración de los átomos.

Las vibraciones de los átomos de silicio pueden, ocasionalmente, hacer que se desligue un electrón del orbital de valencia. Cuando esto sucede, el electrón liberado gana la energía suficiente para situarse en un orbital de nivel energético mayor, como se muestra en la Figura 2-5*a*. En dicho orbital, el electrón es un electrón libre.

Pero eso no es todo. La salida del electrón deja un vacío, que se denomina hueco, en el orbital de valencia (Fig. 2-5*a*), y que se comporta como una carga positiva porque, como ya se ha visto, la pérdida de un electrón produce un ión positivo.

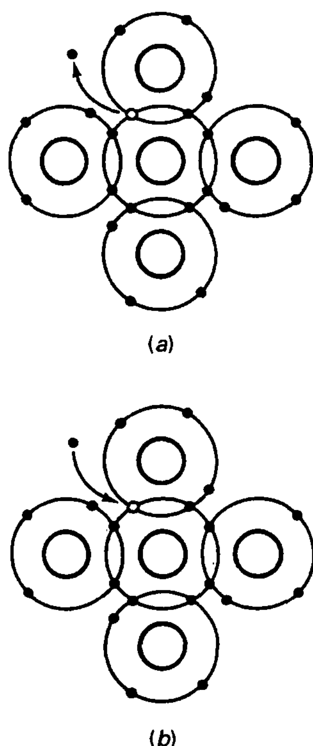


Figura 2-5. *a*) La energía térmica produce un electrón y un hueco; *b*) recombinación de un electrón libre y un hueco.

❑ Recombinación y tiempo de vida

En un cristal de silicio puro se crean igual número de electrones libres que de huecos debido a la energía térmica (calor). Los electrones libres se mueven de forma aleatoria a través del cristal. En ocasiones, un electrón libre se aproximará a un hueco, será atraído y caerá hacia él. Esta *unión de un electrón libre y de un hueco* se llama **recombinación** (Fig. 2-5*b*).

El *tiempo que transcurre entre la creación y la desaparición de un electrón libre* recibe el nombre de **tiempo de vida**, que varía desde unos cuantos nanosegundos a varios microsegundos, según la perfección del cristal y otros factores.

❑ Ideas principales

En todo instante, lo que está sucediendo dentro de un cristal de silicio se puede resumir en los siguientes puntos:

1. Se están creando electrones libres y huecos por la acción de la energía térmica.
2. Otros electrones libres y huecos se están recombinando.
3. Algunos electrones libres y huecos existen temporalmente esperando una recombinación.

EJEMPLO 2-3

Si un cristal puro de silicio tiene un millón de electrones libres, ¿cuántos huecos tiene? ¿Qué sucede con el número de electrones libres y huecos si aumenta la temperatura ambiente?

SOLUCIÓN

Observemos la Figura 2-5*a*. Cuando la energía térmica crea un electrón libre, al mismo tiempo crea automáticamente un hueco. Por tanto, un cristal puro de silicio siempre tiene el mismo número de huecos que de electrones libres. Si hay un millón de electrones libres, habrá un millón de huecos.

Una temperatura mayor aumenta las vibraciones a nivel atómico, lo cual supone la creación de más electrones libres y huecos. Pero independientemente de la temperatura, un cristal puro de silicio tiene la misma cantidad de electrones libres que de huecos.

2-4. SEMICONDUCTORES INTRÍNSECOS

Un **semiconductor intrínseco** es un *semiconductor puro.* Un cristal de silicio es un semiconductor intrínseco si cada átomo del cristal es un átomo de silicio. A temperatura ambiente, un cristal de silicio se comporta más o menos como un aislante, ya que tiene solamente unos cuantos electrones libres y sus huecos correspondientes producidos por la energía térmica que posee dicho cristal.

❑ Flujo de electrones libres

La Figura 2-6 muestra parte de un cristal de silicio situado entre dos placas metálicas cargadas. Supóngase que la energía térmica ha producido un electrón libre y un hueco. El electrón libre se halla en un orbital de mayor energía en el extremo derecho del cristal. Debido a que el electrón está cerca de la placa cargada negativamente, es repelido por ésta, de forma que se desplaza hacia la izquierda de un átomo a otro hasta que alcanza la placa positiva.

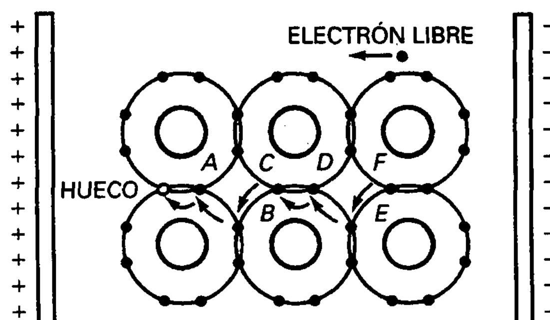


Figura 2-6. Flujo de un hueco a través de un semiconductor.

❑ Flujo de huecos

Obsérvese el hueco a la izquierda de la Figura 2-6. Este hueco atrae al electrón de valencia del punto *A*, lo que provoca que dicho electrón se desplace hacia el hueco.

Cuando el electrón de valencia en el punto *A* se mueve hacia la izquierda, crea un nuevo hueco en este punto. El efecto es el mismo que si el hueco original se desplazara hacia la derecha. El nuevo hueco en el punto *A* puede atraer y capturar otro electrón de valencia. De esta forma, los electrones de valencia pueden moverse a lo largo de la trayectoria indicada por las flechas. Esto quiere decir que el hueco lo hace en el sentido opuesto a lo largo de la trayectoria *A-B-C-D-E-F*, actuando de la misma forma que una carga positiva.

2-5. DOS TIPOS DE FLUJO

La Figura 2-7 muestra un semiconductor intrínseco. Tiene el mismo número de electrones libres que de huecos. Esto se debe a que la energía térmica produce los electrones libres y los huecos por pares. La tensión aplicada forzará a los electrones libres a circular hacia la izquierda y a los huecos hacia la derecha. Cuando los electrones libres llegan al extremo izquierdo del cristal, entran al conductor externo y circulan hacia el terminal positivo de la batería.

Por otra parte, los electrones libres en el terminal negativo de la batería circularán hacia el extremo derecho del cristal. En este punto, entran en el cristal y se recombinan con los huecos que llegan al extremo derecho del cristal. Así, se produce un flujo estable de electrones libres y huecos dentro del semiconductor. Nótese que no hay flujo de huecos por fuera del semiconductor.

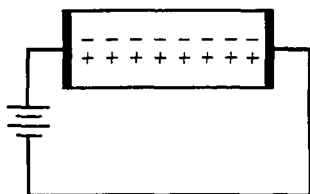


Figura 2-7. Un semiconductor intrínseco tiene el mismo número de electrones libres y huecos.

En la Figura 2-7, los electrones libres y los huecos se mueven en direcciones opuestas. En lo sucesivo concebiremos la corriente en un semiconductor como el efecto combinado de los dos tipos de flujo: el de los electrones libres en una dirección y el de los huecos en la opuesta. Los electrones libres y los huecos reciben a menudo la denominación común de portadores debido a que transportan la carga eléctrica de un lugar a otro.

2-6. DOPAJE DE UN SEMICONDUCTOR

Una forma de aumentar la conductividad de un semiconductor es mediante el dopaje. El **dopaje** supone que, deliberadamente, *se añaden átomos de impurezas a un cristal intrínseco para modificar su conductividad eléctrica.* Un *semiconductor dopado* se llama **semiconductor extrínseco**.

❑ Aumento del número de electrones libres

¿Cuál es el proceso de dopaje de un cristal de silicio? El primer paso consiste en fundir un cristal puro de silicio para romper los enlaces covalentes y cambiar el estado del silicio de sólido a líquido. Con el fin de aumentar el número de electrones libres, se añaden átomos pentavalentes al silicio fundido. Los átomos pentavalentes tienen 5 electrones en el orbital de valencia. El arsénico, el antimonio y el fósforo son ejemplos de átomos pentavalentes. Como estos materiales donarán un electrón extra al cristal de silicio se les conoce como impurezas donadoras.

La Figura 2-8*a* representa cómo queda el cristal de silicio después de enfriarse y volver a formar su estructura de cristal sólido. En el centro se halla un átomo pentavalente rodeado por cuatro átomos de silicio. Como antes, los átomos vecinos comparten un electrón con el átomo central, pero en este caso queda un electrón adicional. Recuérdese que cada átomo pentavalente tiene 5 electrones de valencia. Como únicamente pueden situarse ocho electrones en la orbital de valencia, el electrón adicional queda en un orbital mayor. Por tanto, se trata de un electrón libre.

Cada átomo pentavalente, o donante en un cristal de silicio, produce un electrón libre. Un fabricante controla así la conductividad de un semiconductor dopado. Cuantas más impurezas se añadan, mayor será la conductividad. Así, un semiconductor se puede dopar ligera o fuertemente. Un semiconductor dopado ligeramente tiene una resistencia alta y uno fuertemente dopado tiene una resistencia pequeña.

❑ Aumento del número de huecos

¿Cómo dopar un cristal de silicio para obtener un exceso de huecos? La respuesta es utilizando una impureza trivalente; es decir, una impureza cuyos átomos tengan sólo 3 electrones de valencia, como, por ejemplo, el aluminio, el boro o el galio.

La Figura 2-8*b* muestra un átomo trivalente en el centro. Está rodeado por cuatro átomos de silicio, cada uno compartiendo uno de sus electrones de valencia. Como el átomo trivalente tenía al principio sólo 3 electrones de valencia y comparte un electrón con cada uno de sus vecinos, hay sólo 7 electrones en el orbital de valencia. Esto significa que aparece un hueco en el orbital de valencia de cada átomo trivalente. Un átomo trivalente se denomina también *átomo aceptor*, porque cada uno de los huecos con que contribuye puede aceptar un electrón libre durante la recombinación.

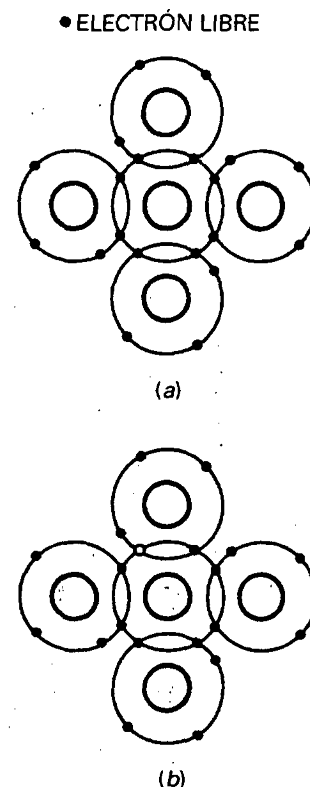


Figura 2-8. *a*) Dopaje para obtener más electrones libres; *b*) dopaje para obtener más huecos.

❑ Puntos que hay que recordar

Para que un fabricante pueda dopar un semiconductor debe producirlo inicialmente como un cristal absolutamente puro. Controlando posteriormente la cantidad de impurezas, se pueden determinar con precisión las propieda-

des del semiconductor. Inicialmente resultaba más fácil producir cristales puros de germanio que de silicio. Por esta razón los primeros dispositivos semiconductores estaban hechos de germanio. Después mejoraron las técnicas de fabricación y se pudieron obtener cristales puros de silicio. Por las ventajas que tiene, el silicio se ha erigido como el material semiconductor más popular y útil.

EJEMPLO 2-4

Un semiconductor dopado tiene 10.000 millones de átomos de silicio y 15 millones de átomos pentavalentes. Si la temperatura ambiente es de 25 °C, ¿cuántos electrones libres y huecos hay dentro del semiconductor?

SOLUCIÓN

Cada átomo pentavalente aporta un electrón libre. Por tanto, el semiconductor tiene 15 millones de electrones libres producidos por el dopado. Casi no habrá huecos, ya que los únicos huecos en el semiconductor son los producidos por excitación térmica.

2-7. DOS TIPOS DE SEMICONDUCTORES EXTRÍNSECOS

Un semiconductor se puede dopar para que tenga un exceso de electrones libres o un exceso de huecos. Debido a ello existen dos tipos de semiconductores dopados.

❑ Semiconductor tipo *n*

El silicio que ha sido dopado con una impureza pentavalente se llama semiconductor tipo *n*, donde *n* hace referencia a negativo. En la Figura 2-9 se muestra un semiconductor tipo *n*. Como los electrones superan a los huecos en un semiconductor tipo *n*, reciben el nombre de *portadores mayoritarios*, mientras que a los huecos se les denomina *portadores minoritarios*.

Al aplicarse una tensión, los electrones libres dentro del semiconductor se mueven hacia la izquierda y los huecos lo hacen hacia la derecha. Cuando un hueco llega al extremo derecho del cristal, uno de los electrones del circuito externo entra al semiconductor y se recombina con el hueco.

Los electrones libres mostrados en la Figura 2-9 circulan hacia el extremo izquierdo del cristal, donde entran al conductor para circular hacia el terminal positivo de la batería.

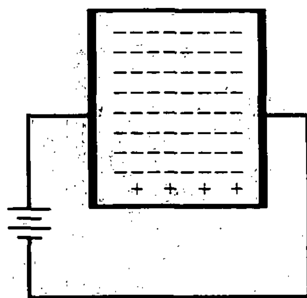


Figura 2-9. El semiconductor tipo *n* tiene muchos electrones libres.

❑ Semiconductor tipo *p*

El silicio que ha sido dopado con impurezas trivalentes se llama semiconductor tipo *p*, donde *p* hace referencia a positivo. La Figura 2-10 representa un semiconductor tipo *p*. Como el número de huecos supera al número de

electrones libres, los huecos son los portadores mayoritarios y los electrones libres son los minoritarios.

Al aplicarse una tensión, los electrones libres se mueven hacia la izquierda y los huecos lo hacen hacia la derecha. En la Figura 2-10, los huecos que llegan al extremo derecho del cristal se recombinan con los electrones libres del circuito externo.

En el diagrama de la Figura 2-10 hay también un flujo de portadores minoritarios. Los electrones libres dentro del semiconductor circulan de derecha a izquierda. Como hay muy pocos portadores minoritarios, su efecto es casi despreciable en este circuito.

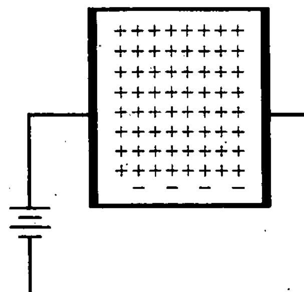


Figura 2-10.
El semiconductor tipo *p* tiene muchos huecos.

2-8. EL DIODO NO POLARIZADO

Por sí mismo, un cristal semiconductor tipo *n* tiene la misma utilidad que una resistencia de carbón; lo que también se puede decir de un semiconductor tipo *p*. Pero ocurre algo nuevo cuando un fabricante dopa un cristal de tal manera que una mitad sea tipo *p* y la otra mitad sea tipo *n*.

La separación o frontera física entre un semiconductor tipo *n* y uno tipo *p* se llama unión *pn*. La unión *pn* tiene propiedades tan útiles que ha propiciado toda clase de inventos, entre los que se encuentran los diodos, los transistores y los circuitos integrados. Comprender la unión *pn* permite entender toda clase de dispositivos fabricados con semiconductores.

❑ El diodo no polarizado

Como se ha expuesto en la sección anterior, cada átomo trivalente en un cristal de silicio produce un hueco. Por esta razón puede representarse un cristal de semiconductor tipo *p* como se aprecia en el lado izquierdo de la Figura 2-11. Cada signo menos (–) encerrado en un círculo representa un átomo trivalente y cada signo más (+) es un hueco en su orbital de valencia.

De manera similar, los átomos pentavalentes y los huecos en un semiconductor tipo *n* se pueden representar como se aprecia en el lado derecho de la Figura 2-11. Cada signo más encerrado en un círculo representa un átomo pentavalente y cada signo menos es el electrón libre con que contribuye al semiconductor. Obsérvese que cada cristal de material semiconductor es eléctricamente neutro porque el número de signos menos y más es igual.

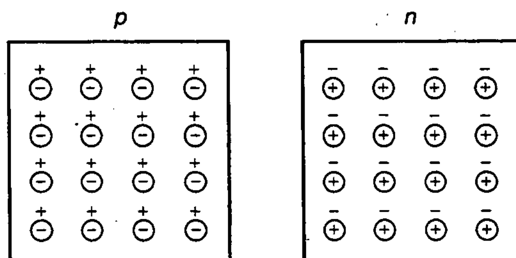


Figura 2-11. Dos tipos de semiconductores.

Un fabricante puede producir un cristal de material tipo *p* en un lado y de tipo *n* en el otro lado, como se muestra en la Figura 2-12. La unión es la frontera donde se juntan las regiones tipo *n* y las de tipo *p*, por lo que esta estructura se llama también *diodo de unión* (la palabra diodo es una contracción de la expresión «dos electrodos»), donde *di* significa *dos*.

❑ La zona de deplexión

Debido a su repulsión mutua, los electrones libres en el lado *n* de la Figura 2-12 tienden a dispersarse en cualquier dirección. Algunos electrones libres se difunden atravesando la unión. Cuando un electrón libre entra en la región *p* se convierte en un portador minoritario. Con tantos huecos a su alrededor, este electrón tiene un tiempo de vida muy corto. Poco después de entrar en la región *p*, el electrón libre cae en un hueco. Cuando esto sucede, el hueco desaparece y el electrón libre se convierte en un electrón de valencia. Cada ocasión en la que un electrón se difunde a través de la unión, crea un par de iones. Cuando un electrón abandona el lado *n*, deja un átomo pentavalente al que le hace falta una carga negativa; este átomo se convierte en ión positivo. Una vez que el electrón cae en un hueco en el lado *p*, el átomo trivalente que lo ha capturado se convierte en ión negativo.

En la Figura 2-13*a* se muestran estos iones a cada lado de la unión. Los signos más (+) encerrados en círculos representan los iones positivos, mientras que los signos menos (−) encerrados en círculos representan los iones negativos. Los iones se encuentran fijos en la estructura del cristal debido a los enlaces covalentes y no pueden moverse de un lado a otro como los electrones libres y los huecos.

Cada pareja de iones positivo y negativo en la unión se llama dipolo. La creación de un dipolo hace que desaparezcan un electrón libre y un hueco. A medida que aumenta el número de dipolos, la región cercana a la unión se vacía de portadores. A esta *zona sin portadores* se la conoce como **zona de deplexión** (Fig. 2-13*b*).

❑ Barrera de potencial

Cada dipolo posee un campo eléctrico entre los iones positivo y negativo que lo forman; por tanto, si entran electrones libres adicionales en la zona de deplexión, el campo eléctrico trata de devolver estos electrones hacia la zona *n*. La intensidad del campo eléctrico aumenta con cada electrón que

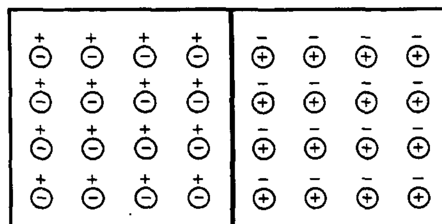


Figura 2-12. La unión *pn*.

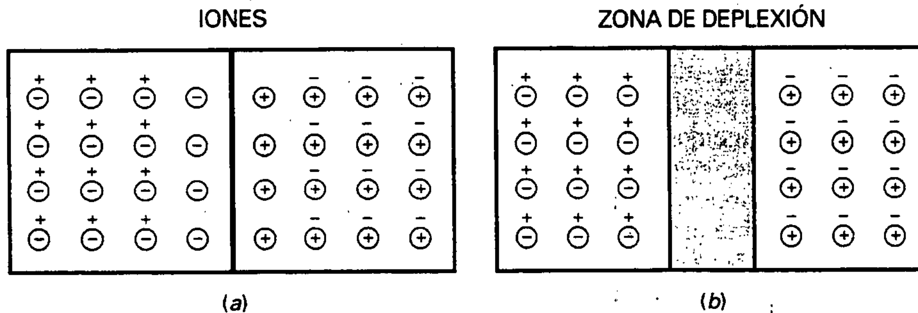


Figura 2-13. *a*) Creación de iones en la unión; *b*) zona de deplexión.

cruza hasta que se alcanza el equilibrio. En una primera aproximación, esto significa que el campo acabará por detener la difusión de electrones a través de la unión.

En la Figura 2-13 *el campo eléctrico entre los iones es equivalente a una diferencia de potencial* llamada **barrera de potencial.** A 25 °C la barrera de potencial es aproximadamente de 0,3 V para diodos de germanio y de 0,7 V para diodos de silicio.

2-9. POLARIZACIÓN DIRECTA

En la Figura 2-14 se ve una fuente de corriente continua conectada a un diodo. El terminal negativo de la fuente está conectado al material tipo *n*, y el terminal positivo al material tipo *p*. Esta conexión se llama **polarización directa.**

❑ Flujo de electrones libres

En la Figura 2-14 la batería empuja huecos y electrones libres hacia la unión. Si la tensión de la batería es menor que la barrera de potencial, los electrones libres no tienen suficiente energía para atravesar la zona de deplexión. Cuando entran en esta zona, los iones se ven empujados de regreso a la zona *n*. A causa de esto no circula corriente a través del diodo.

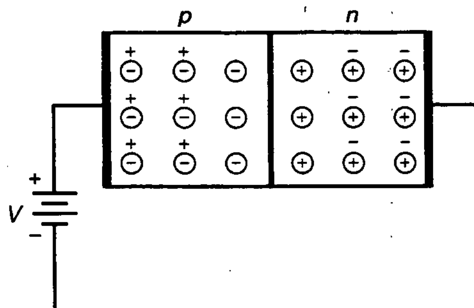


Figura 2-14. Polarización directa.

Cuando la fuente de tensión continua es mayor que la barrera de potencial, la batería empuja de nuevo huecos y electrones libres hacia la unión. Esta vez los electrones libres tienen suficiente energía para pasar a través de la zona de deplexión y recombinarse con los huecos. Para hacerse una idea básica, imaginemos todos los huecos en la zona *p* moviéndose hacia la derecha y todos los electrones libres desplazándose hacia la izquierda. En algún lugar próximo a la unión estas cargas opuestas se recombinan. Como los electrones libres entran continuamente por el extremo derecho del diodo y continuamente se crean huecos en el extremo izquierdo, existe una corriente continua a través del diodo.

❑ El flujo de un electrón

Sigamos a un único electrón a lo largo del circuito completo. Después de que el electrón libre abandona el terminal negativo de la batería entra en el extremo derecho del diodo. Viaja a través de la región *n* hasta que alcanza la unión. Cuando la tensión de la batería es mayor que 0,7 V, el electrón libre tiene energía suficiente para atravesar la zona de deplexión. Poco después de entrar en la región *p* se recombina con un hueco.

En otras palabras, el electrón libre se convierte en un electrón de valencia. Como tal continúa su viaje hacia la izquierda, pasando de un hueco al siguiente hasta que alcanza el extremo izquierdo del diodo. Cuando deja este último, aparece un nuevo hueco y el proceso comienza otra vez. Como hay miles de millones de electrones haciendo el mismo viaje, tenemos una corriente continua a través del diodo.

❑ Recordatorio

La corriente circula fácilmente en un diodo de silicio polarizado en directa. Cuando la tensión aplicada sea mayor que la barrera de potencial habrá una gran corriente continua en el circuito. En otras palabras, si la fuente de tensión es mayor que 0,7 V, un diodo de silicio produce una corriente continua en la dirección directa.

2-10. POLARIZACIÓN INVERSA

Si se invierte la polaridad de la fuente de continua, entonces el diodo quedará polarizado en inversa, como se ve en la Figura 2-15. En este caso, el terminal negativo de la batería se encuentra conectado al lado *p* y el terminal positivo lo está al lado *n*. Esta conexión se denomina **polarización inversa.**

❑ Ensanchamiento de la zona de deplexión

El terminal negativo de la batería atrae los huecos y el terminal positivo los electrones libres; por ello, los huecos y electrones libres se alejan de la unión; como resultado, la zona de deplexión se ensancha.

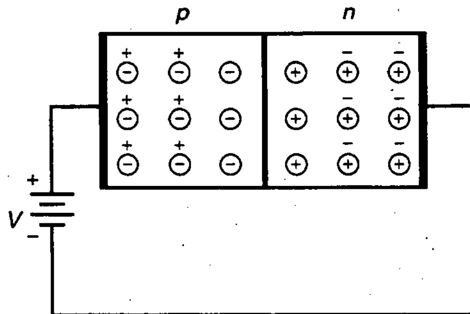


Figura 2-15. Polarización inversa.

¿Cuánto aumenta la anchura de la zona de deplexión en la Figura 2-16*a*? Cuando los huecos y los electrones se alejan de la unión, los iones recién creados hacen que aumente la diferencia de potencial a través de la zona de deplexión. A mayor anchura de dicha zona corresponde mayor diferencia de potencial. La zona de deplexión deja de aumentar en el momento en que su diferencia de potencial es igual a la tensión inversa aplicada. Cuando esto sucede los electrones y los huecos no se alejan de la unión.

En ocasiones, la zona de deplexión se muestra como una zona sombreada como la de la Figura 2-16. La anchura de esta zona sombreada es proporcional a la tensión inversa. A medida que la tensión inversa crece, aumenta también la zona de deplexión.

❑ Corriente de portadores minoritarios

¿Existe alguna corriente después de haberse estabilizado la zona de deplexión? Sí. Incluso con polarización inversa hay una pequeña corriente. Recuérdese que la energía térmica crea continuamente pares de electrones libres y huecos, lo que significa que a ambos lados de la unión existen pequeñas concentraciones de portadores minoritarios. La mayor parte de éstos se recombinan con los portadores mayoritarios, pero los que se hallan dentro de la zona de deplexión pueden vivir lo suficiente para cruzar la unión. Cuando esto sucede, por el circuito externo circula una pequeña corriente.

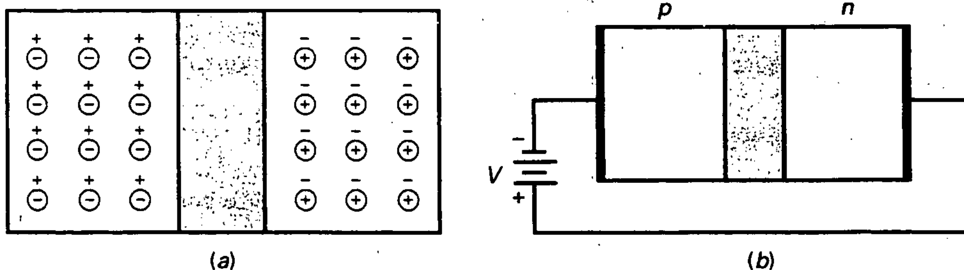


Figura 2-16. *a*) Zona de deplexión; *b*) incrementar la polarización inversa aumenta el ancho de la zona de deplexión.

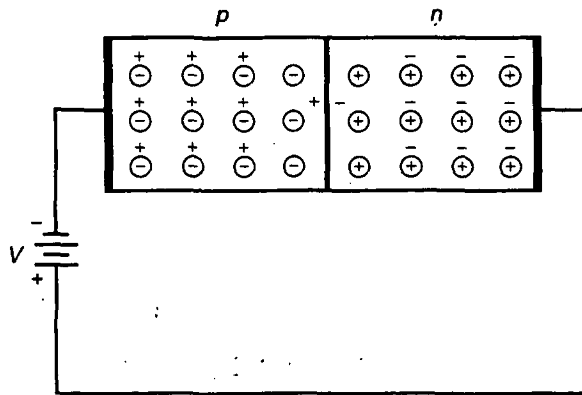


Figura 2-17. La producción térmica de electrones libres y huecos en la zona de deplexión produce una corriente inversa de saturación minoritaria.

En la Figura 2-17 se ilustra esta idea. Supóngase que la energía térmica ha creado un electrón libre y un hueco cerca de la unión. La zona de deplexión empuja al electrón libre hacia la derecha, provocando que un electrón deje el extremo derecho del cristal. El hueco en la zona de deplexión es empujado hacia la izquierda. Este hueco extra en el lado *p* ocasiona que un electrón entre por el extremo izquierdo del cristal y se recombine con un hueco. Como la energía térmica está creando constantemente pares electrón-hueco dentro de la zona de deplexión, se producirá continuamente una pequeña corriente en el circuito externo.

La *corriente inversa originada por los portadores minoritarios producidos térmicamente* se llama **corriente inversa de saturación**. En las ecuaciones esta corriente se simboliza por I_S. El nombre representa el hecho de que no se puede obtener una corriente de portadores minoritarios mayor que la producida por energía térmica; es decir, aumentar la tensión inversa no hará que crezca el número de portadores minoritarios creados térmicamente.

❑ Corriente superficial de fugas

Además de la corriente de portadores minoritarios producidos térmicamente, ¿existe alguna otra corriente en el diodo polarizado en inversa? Sí, una *pequeña corriente circula sobre la superficie del cristal.* Esta corriente se denomina **corriente superficial de fugas**, que es *causada por impurezas en la superficie del cristal e imperfecciones en su estructura interna.*

❑ Recordatorio

La corriente inversa total en un diodo es una corriente de portadores minoritarios muy pequeña y dependiente de la temperatura y una corriente de fugas superficial muy pequeña y directamente proporcional a la tensión aplicada. En muchas aplicaciones la corriente inversa de un diodo de silicio es tan pequeña que pasa inadvertida. La principal idea a recordar es que *la corriente es aproximadamente cero en un diodo de silicio polarizado en inversa.*

2-11. RUPTURA

Los diodos admiten unos valores máximos en las tensiones que se les aplican. Por tanto, existe un límite para la tensión máxima en inversa con que se puede polarizar un diodo sin correr el riesgo de destruirlo.

Si se aumenta continuamente la tensión inversa, llegará un momento en que se alcance la tensión de ruptura del diodo. Para muchos diodos, la tensión de ruptura es normalmente mayor de 50 V. La tensión de ruptura se muestra en la hoja de características del diodo. Hablaremos sobre las hojas de características en el Capítulo 3.

Una vez alcanzada la tensión de ruptura, una gran cantidad de portadores minoritarios aparece repentinamente en la zona de deplexión y el diodo conduce descontroladamente.

¿De dónde vienen estos portadores? Se producen por el *efecto de avalancha* (Fig. 2-18) que aparece con tensiones inversas elevadas. Como siempre, hay una pequeña corriente inversa de portadores minoritarios. Cuando la tensión inversa aumenta, obliga a los portadores minoritarios a moverse más rápidamente. De esta forma chocarán con los átomos del cristal. Si dichos portadores adquieren la energía suficiente, pueden golpear a los electrones de valencia y liberarlos; es decir, pueden producir electrones libres. Estos nuevos portadores minoritarios pueden unirse a los ya existentes para colisionar contra otros átomos. El proceso es geométrico, ya que un electrón libre libera a un electrón de valencia, obteniéndose dos electrones libres. Estos dos electrones libres liberan, a su vez, a otros dos de valencia, y así sucesivamente, de forma que el proceso continúa hasta que la corriente inversa es muy grande.

En la Figura 2-19 se observa una vista amplificada de la zona de deplexión. La polarización inversa obliga a los electrones libres a moverse hacia la derecha. Cada electrón, a medida que se desplaza, gana velocidad. Cuanto mayor sea la tensión inversa, más rápido se mueven los electrones. Si un electrón con una gran velocidad tiene la energía suficiente, puede golpear el electrón de valencia del primer átomo y colocarlo en una orbital mayor, lo que da como resultado dos electrones libres, los cuales pueden acelerarse y desligar dos electrones más. De esta forma, el número de portadores minoritarios puede llegar a ser demasiado grande y el diodo puede conducir sin control.

La tensión de ruptura de un diodo depende del nivel de dopaje del mismo. Con diodos rectificadores (el tipo más común), la tensión de ruptura suele ser mayor de 50 V.

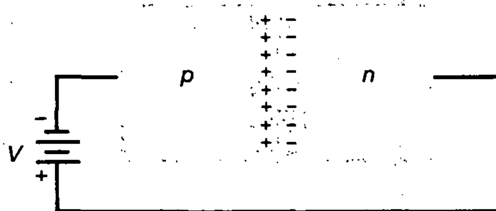


Figura 2-18. La avalancha produce muchos electrones libres y huecos en la zona de deplexión.

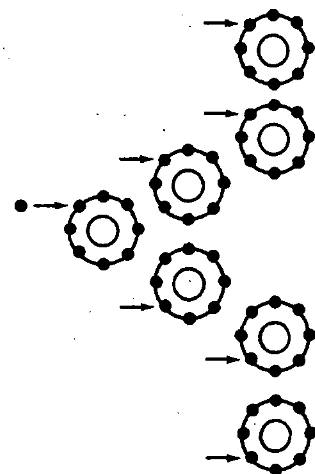
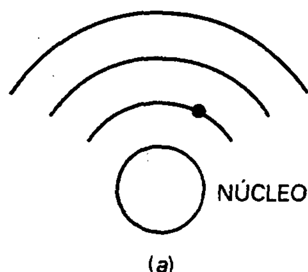


Figura 2-19. El proceso de avalancha es una progresión geométrica: 1, 2, 4, 8, ...



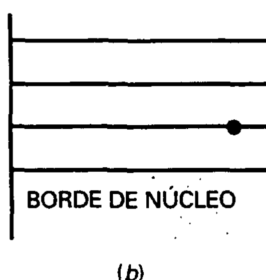


Figura 2-20. El nivel de energía es proporcional al tamaño de la orbital. *a*) Orbitales; *b*) niveles de energía.

2-12. NIVELES DE ENERGÍA

Como una buena aproximación, la energía total de un electrón puede identificarse con el tamaño de su orbital. Es decir, puede pensarse que el tamaño de cada uno de sus radios (Fig. 2-20*a*) es equivalente a los niveles de energía representados en la Figura 2-20*b*. Los electrones de la orbital más pequeña están en el primer nivel de energía; los electrones de la segunda orbital están en el segundo nivel de energía y así sucesivamente.

❑ Más energía en el orbital mayor

Como el electrón es atraído por el núcleo, se requiere energía adicional para llevarlo a un orbital mayor. Cuando un electrón salta de la primera al segundo orbital, gana energía potencial con respecto al núcleo. Algunos de los agentes externos que pueden hacer saltar a un electrón a un nivel de energía mayor son el calor, la luz y la tensión eléctrica.

Supóngase, por ejemplo, que una fuerza externa eleva el electrón de la primera al segundo orbital. Este electrón tiene más energía potencial porque está más alejado del núcleo. La situación es similar a la de un objeto situado sobre la Tierra. Cuanto más alto se halle el objeto, mayor será su energía potencial con respecto a la Tierra. Si se suelta el objeto, puede realizar un mayor trabajo al caer sobre la Tierra.

❑ Los electrones pueden emitir luz

Después de que un electrón ha saltado a una orbital mayor, puede regresar a su nivel de energía inicial. Si lo hace, devolverá la energía sobrante en forma de calor, luz u otro tipo de radiación.

En un **diodo emisor de luz** (LED: *Light-Emitting Diode*), la tensión aplicada eleva los electrones a niveles superiores de energía. Cuando estos electrones caen de nuevo a los niveles inferiores de energía, desprenden luz. Dependiendo del material que se use en la fabricación del diodo, la luz es roja, verde, naranja o azul. Algunos LED producen radiación infrarroja (invisible), que es útil en sistemas de alarma antirrobos.

❑ Bandas de energía

Cuando un átomo de silicio está aislado, la orbital de un electrón sólo se ve influida por las cargas del átomo aislado. Lo que provoca que los niveles de energía sean los que se representan por las líneas de la Figura 2-20*b*. Pero cuando los átomos de silicio están en un cristal la orbital de cada electrón también se ve influenciada por las cargas de muchos otros átomos de silicio. Como cada electrón tiene una posición única dentro de la red cristalina, no hay dos electrones que posean exactamente el mismo patrón de cargas alrededor. Ésta es la razón de que la orbital de cada electrón sea diferente; o, dicho de otro modo, los niveles de energía de cada electrón son distintos.

La Figura 2-21 muestra lo que le sucede a los niveles de energía. Todos los electrones de la primera orbital tienen niveles de energía ligeramente diferentes porque no hay dos electrones que vean exactamente el mismo

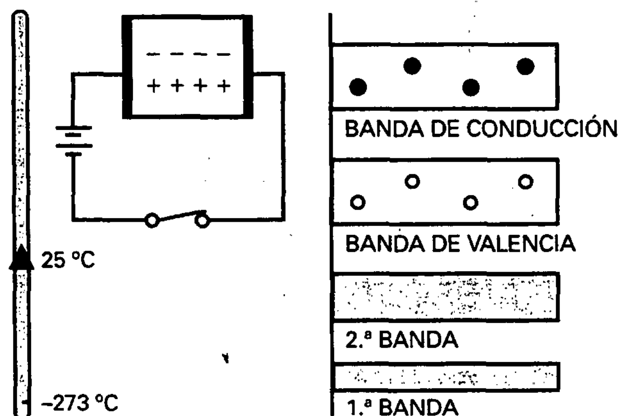


Figura 2-21. Semiconductor intrínseco y sus bandas de energía.

entorno de cargas. Como hay miles de millones de electrones en la primera orbital, estas ligeras diferencias de niveles de energía forman un grupo o *banda* de energía. Similarmente, los miles de millones de electrones de la segunda orbital forman la segunda banda de energía, y así sucesivamente para el resto de las bandas.

Otra aclaración. Como ya se sabe, la energía térmica produce unos pocos electrones libres y huecos. Los huecos permanecen en la banda de valencia, pero los electrones libres se mueven a la banda de energía inmediatamente superior, la cual se denomina *banda de conducción*. Éste es el motivo por el que la Figura 2-21 muestra una banda de conducción con algunos electrones libres y una banda de valencia con algunos huecos. Cuando se cierra el interruptor, existe una pequeña corriente en el semiconductor puro. Los electrones libres se desplazan a través de la banda de conducción y los huecos lo hacen a través de la banda de valencia.

❑ Bandas de energía tipo *n*

La Figura 2-22 presenta las bandas de energía para un semiconductor tipo *n*. Como cabría esperar, los portadores mayoritarios son los electrones libres en la banda de conducción, y los minoritarios son los huecos en la banda de valencia. Como el interruptor está cerrado en la Figura 2-22, los portadores mayoritarios circulan hacia la izquierda y los minoritarios hacia la derecha.

❑ Bandas de energía tipo *p*

La Figura 2-23 muestra las bandas de energía para un semiconductor tipo *p*. Aquí se observa una inversión de papeles de los portadores. Ahora los portadores mayoritarios son los huecos en la banda de valencia, y los minoritarios son los electrones de la banda de conducción. Como el interruptor está cerrado, los portadores mayoritarios circulan hacia la derecha y los minoritarios hacia la izquierda.

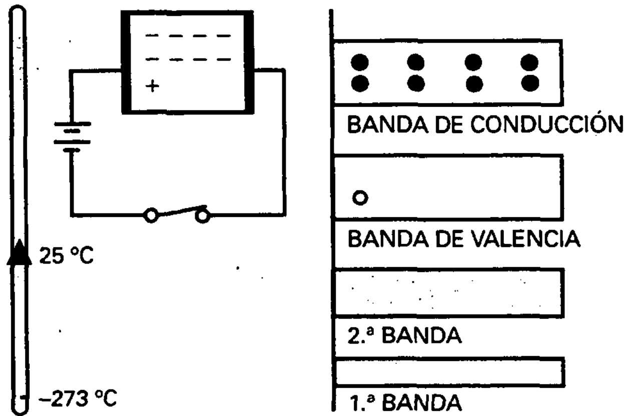


Figura 2-22. Semiconductor tipo *n* y sus bandas de energía.

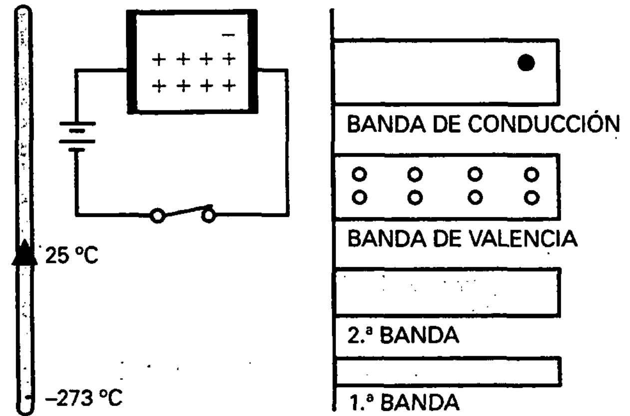


Figura 2-23. Semiconductor tipo *p* y sus bandas de energía.

2-13. LA BARRERA DE ENERGÍA

Para comprender el funcionamiento de tipos más avanzados de dispositivos semiconductores, es necesario conocer el modo en que los niveles de energía controlan la acción de una unión *pn*.

❑ Antes de la difusión

Suponiendo una unión abrupta (es decir, una unión que pasa bruscamente del material tipo *p* al material tipo *n*), ¿cómo es el diagrama de energía correspondiente?

En la Figura 2-24*a* se representan las bandas de energía antes de que los electrones se hayan difundido a través de la unión. El lado *p* tiene gran cantidad de huecos en la banda de valencia y el lado *n* posee muchos electrones en la banda de conducción. Pero ¿por qué las bandas *p* están ligeramente más altas que las bandas *n*?

El lado *p* está formado por átomos trivalentes con una carga de la parte interna de +3, como se muestra en la Figura 2-24*b*. Por otra parte, el lado *n* tiene átomos pentavalentes con una carga de la parte interna de +5 (Figura 2-24*c*). La parte interna de +3 atrae a un electrón con menos fuerza que la parte interna de +5.

Por tanto, los orbitales de un átomo trivalente (lado *p*) son ligeramente mayores, en energía, que los de un átomo pentavalente (lado *n*).

Una unión abrupta como la de la Figura 2-24*a* es una idealización, ya que el lado *p* no puede terminar súbitamente donde comienza la región *n*. Un diodo real exhibe un cambio gradual de un material a otro.

Por esta razón, la Figura 2-25*a* constituye un diagrama de energía más realista de un diodo de unión.

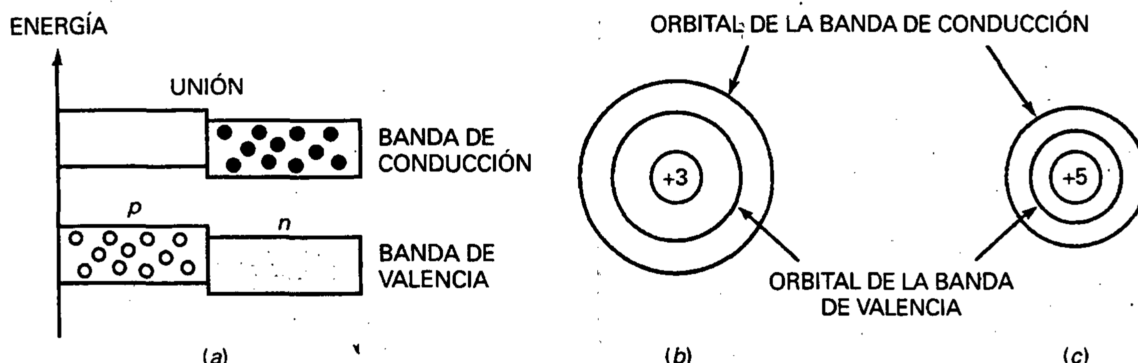


Figura 2-24. *a*) Bandas de energía de una unión abrupta antes de la difusión; *b*) los átomos de tipo *p* tienen orbitales más grandes, equivalentes a un nivel de energía mayor; *c*) los átomos de tipo *n* tienen orbitales más pequeñas, equivalentes a un nivel de energía menor.

❏ En el equilibrio

En el instante inicial, cuando el diodo se forma, no existe la zona de deplexión (Fig. 2-25*a*). En ese caso los electrones libres se difundirán a través de la unión. En términos de los niveles de energía, este hecho supone que los electrones de la parte superior de la banda de conducción *n* se muevan a través de la unión, como se describió antes. Inmediatamente después de cruzar la unión, un electrón libre se recombinará con un hueco; es decir, el electrón caerá de la banda de conducción a la banda de valencia y, al hacerlo, emitirá calor, luz y otras radiaciones. Esta recombinación no sólo crea la zona de deplexión, sino que además cambia los niveles de energía en la unión.

La Figura 2-25*b* muestra los diagramas de energía después de que haya sido creada la zona de deplexión. Las bandas *p* se han desplazado hacia arriba con respecto a las bandas *n*. Como se puede ver, la parte inferior de la banda *p* está al mismo nivel que la parte superior de la banda *n* correspondiente, lo que quiere decir que los electrones en el lado *n* ya no tienen energía suficiente para cruzar la unión. A continuación se da una explicación simplificada del desplazamiento hacia arriba de la banda *p*.

La Figura 2-25*c* contiene una orbital de la banda de conducción alrededor de uno de los átomos trivalentes antes de que se lleve a cabo la difusión. Cuando un electrón se difunde a través de la unión, cae en un hueco de un átomo trivalente (Fig. 2-25*d*). Este electrón extra en la orbital de valencia aumentará el tamaño del orbital de la banda de conducción, alejándola más del núcleo del átomo trivalente, como se aprecia en la Figura 2-25*d*. Por tanto, cualquier nuevo electrón que llegue a esta región necesitará más energía que antes para moverse en una orbital de la banda de conducción. Dicho en otros términos, el aumento del orbital de la banda de conducción indica que el nivel de energía se ha incrementado, lo que equivale a decir que las bandas *p* se desplazan hacia arriba con respecto a las bandas *n* después de que se crea la zona de deplexión.

En el equilibrio, los electrones de la banda de conducción en el lado *n* se mueven en orbitales que no son lo suficientemente grandes para ajustarse a las orbitales del lado *p* (Fig. 2-25*b*). Es decir, los electrones en el lado *n* no

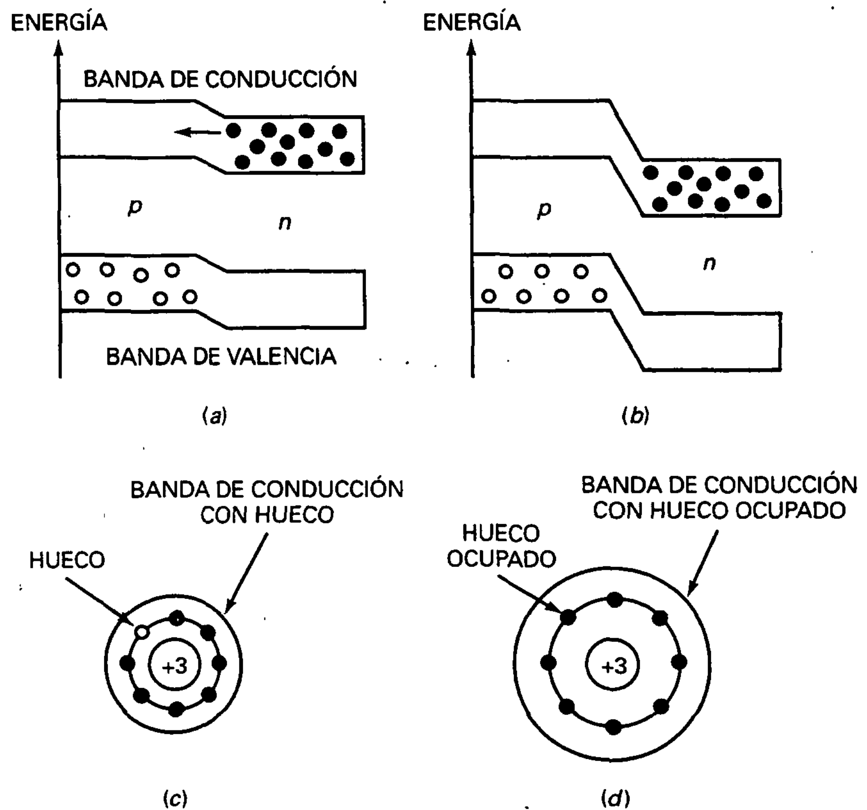


Figura 2-25. La difusión modifica las bandas de energía. *a*) Bandas de energía antes de la difusión; *b*) bandas de energía después de formarse la zona de deplexión; *c*) el átomo tipo *p* tiene una orbital menor antes de la difusión; *d*) el átomo tipo *p* tiene una orbital más grande después de la difusión, equivalente a un nivel de energía mayor.

tienen la suficiente energía para atravesar la unión. Para un electrón que trate de difundirse a través de la unión, la trayectoria que debe recorrer presenta una barrera de energía (Fig. 2-25*b*). El electrón no puede atravesar esta barrera a menos que reciba energía de una fuente de alimentación externa. (Esta fuente de energía puede ser una fuente de tensión, pero también puede ser calor, luz o otra radiación.)

❑ Polarización directa

Mediante la polarización directa se logra que disminuya la barrera de energía (Fig. 2-26). En otras palabras, la batería aumenta el nivel energético de los electrones libres, lo que equivale a empujar la banda *n* hacia arriba. Debido a esto, los electrones libres adquieren la energía suficiente para entrar en la zona *p*. Exactamente después de entrar en dicha zona, cada electrón cae en un hueco (trayectoria A). Como electrón de valencia, continúa su viaje hacia la izquierda del cristal, lo que equivale a que los huecos se muevan hacia la unión.

Algunos huecos penetran en la región *n* como se muestra en la Figura 2-26. En este caso, los electrones de la banda de conducción pueden seguir la trayectoria de recombinación *B*. Independientemente de dónde se

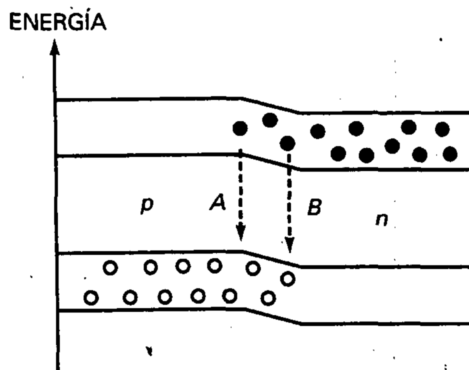


Figura 2-26. La polarización directa proporciona más energía a los electrones libres, equivalente a un nivel de energía mayor.

lleve a cabo esta recombinación, el resultado es el mismo. Un flujo estable de electrones libres se mueve hacia la unión y cae en los huecos cercanos a ella. Los electrones así capturados (ahora electrones de valencia) se mueven hacia la izquierda en un flujo continuo mediante los huecos de la región *p*. Se produce así una corriente continua de electrones a través del diodo.

Cuando los electrones libres caen de la banda de conducción a la de valencia irradian su exceso de energía en forma de calor y luz. En un diodo normal la radiación es energía calorífica, la cual no se puede aprovechar. Pero con un diodo emisor de luz (LED), la radiación es una luz de color rojo, verde, azul o naranja. Los diodos LED se emplean mucho como indicadores visuales en instrumentos electrónicos, teclados de ordenador y electrónica de consumo.

2-14. LA BARRERA DE POTENCIAL Y LA TEMPERATURA

La **temperatura de la unión** es la *temperatura dentro del diodo, exactamente en la unión pn*. La temperatura *ambiente* es diferente. Es la temperatura del aire fuera del diodo, el aire circundante al diodo. Cuando el diodo está conduciendo, la temperatura de la unión es más alta que la temperatura ambiente a causa del calor creado en la recombinación.

La barrera de potencial depende de la temperatura en la unión. Un incremento en la temperatura de la unión crea más electrones libres y huecos en las regiones dopadas. Como estas cargas se difunden en la zona de deplexión, ésta se estrecha, lo que significa que *hay menos barrera de potencial a temperaturas altas de la unión*.

Antes de continuar necesitamos definir un símbolo:

$$\Delta = \text{el cambio en} \qquad (2\text{-}2)$$

La letra griega Δ (delta) significa aquí «el cambio en». Por ejemplo, ΔV significa el cambio en la tensión, y ΔT significa el cambio en la temperatura.

La relación $\Delta V/\Delta T$ representa el cambio en la tensión dividido por el cambio en la temperatura.

Ahora podemos establecer una regla para estimar el cambio en la barrera de potencial: *la barrera de potencial de un diodo de silicio decrece 2 mV por cada incremento de 1 grado Celsius.*

Como una derivación:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = -2 \text{ mV/°C} \tag{2-3}$$

Reordenando:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C})\ \Delta T \tag{2-4}$$

Con esto podemos calcular la barrera de potencial a cualquier temperatura de la unión.

EJEMPLO 2-5

Suponiendo una barrera de potencial de 0,7 V a una temperatura ambiente de 25 °C, ¿cuál es la barrera de potencial en un diodo de silicio cuando la temperatura de la unión es de 100 °C? ¿Y si es de 0 °C?

SOLUCIÓN

Cuando la temperatura de la unión es 100 °C, el cambio en la barrera de potencial es:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C})\ \Delta T = (-2 \text{ mV/°C})(100 \text{ °C} - 25 \text{ °C}) = -150 \text{ mV}$$

Esto nos dice que la barrera de potencial decrece 150 mV desde su valor a temperatura ambiente. Así, queda igual a:

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} - 0{,}15 \text{ V} = 0{,}55 \text{ V}$$

Cuando la temperatura de la unión es 0 °C, el cambio en la barrera de potencial vale:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C})\ \Delta T = (-2 \text{ mV/°C})(0 \text{ °C} - 25 \text{ °C}) = 50 \text{ mV}$$

lo que quiere decir que la barrera de potencial crece 50 mV desde su valor a temperatura ambiente. Así, queda igual a:

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} + 0{,}05 \text{ V} = 0{,}75 \text{ V}$$

2-15. DIODO CON POLARIZACIÓN INVERSA

A continuación se expondrán algunas ideas avanzadas acerca de los diodos polarizados en inversa. En principio, sabemos que la zona de deplexión modifica su anchura cuando la tensión inversa cambia. Veamos qué consecuencias trae consigo este hecho.

❑ Corriente transitoria

Cuando la tensión inversa aumenta, los electrones y los huecos se apartan de la unión. A medida que esto sucede, van quedando atrás iones positivos y negativos; en consecuencia, la zona de deplexión se ensancha. Según aumenta la tensión inversa, la zona de deplexión se hace más ancha. Mientras la zona de deplexión se ajusta a su nueva anchura, en el circuito externo circula una corriente. Esta corriente transitoria vuelve a ser cero después de que la zona de deplexión ha dejado de crecer.

El tiempo durante el que circula la corriente transitoria depende de la constante de tiempo (*RC*) del circuito externo. Casi siempre sucede en cuestión de nanosegundos. Por ello, pueden ignorarse los efectos de la corriente transitoria para frecuencias de trabajo por debajo de los 10 MHz, aproximadamente.

❑ Corriente inversa de saturación

Como se explicó anteriormente, la polarización directa de un diodo eleva la banda *n* y permite a los electrones libres traspasar la unión. La polarización inversa tiene el efecto contrario: amplía la zona de deplexión y hace descender la banda *n*, como se representa en la Figura 2-27.

Esta figura muestra la corriente inversa de saturación en función de las bandas de energía. Supóngase que aparece un par electrón-hueco en el área de la unión A y *B*. El electrón libre en *A* desciende por la barrera de energía empujando hacia fuera un electrón del extremo derecho de la banda de conducción. De manera similar, un electrón de valencia desciende por la barrera hacia el hueco en *B*. El electrón de valencia que cae deja un hueco. Este hueco de más en el lado *p* permite que entre un electrón al extremo izquierdo del cristal.

Cuanto mayor es la temperatura en la unión, mayor es la corriente inversa de saturación. Una aproximación útil que debe recordarse es la siguiente: I_S se duplica por cada aumento de 10 °C de la temperatura, que se puede expresar como:

$$\text{Porcentaje } \Delta I_S = 100\,\% \text{ para un incremento de } 10\ ^\circ\text{C} \qquad (2\text{-}5)$$

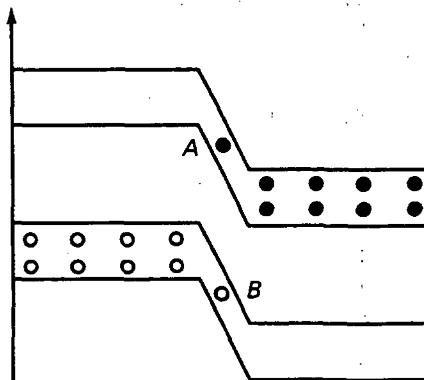


Figura 2-27. La energía térmica produce electrones libres y huecos en la deplexión.

Por tanto, el cambio en la corriente de saturación es del 100 por 100 por cada aumento de 10 °C en la temperatura. Si los cambios en la temperatura son menores que 10 °C, utilizamos esta regla equivalente:

$$\text{Porcentaje } \Delta I_S = 7\ \% \text{ por °C} \tag{2-6}$$

Es decir, las variación de la corriente de saturación es de 7 por 100 por cada grado Celsius, solución que es una buena aproximación de la regla de los 10°.

❑ Silicio frente a germanio

En un átomo de silicio la *distancia entre la banda de valencia y la banda de conducción* se denomina **gap de energía**. Cuando la energía térmica produce electrones libres y huecos, se debe dar a los electrones de valencia suficiente energía para saltar a la banda de conducción. A mayor gap de energía más dificultad para que la energía térmica produzca pares electrón-hueco. Afortunadamente, el silicio tiene un mayor gap de energía; esto significa que la energía térmica no produce muchos pares electrón-hueco a temperaturas normales.

En un átomo de germanio la banda de valencia está mucho más cerca de la banda de conducción. En otras palabras, el germanio tiene un gap de energía mucho menor que el silicio. Por esta razón, la energía térmica produce muchos más pares electrón-hueco en los dispositivos de germanio. Éste es el problema mencionado anteriormente. La excesiva corriente inversa de los dispositivos de germanio los excluye de su uso generalizado en ordenadores modernos, electrónica de consumo y circuitos de comunicaciones.

❑ Corriente superficial de fugas

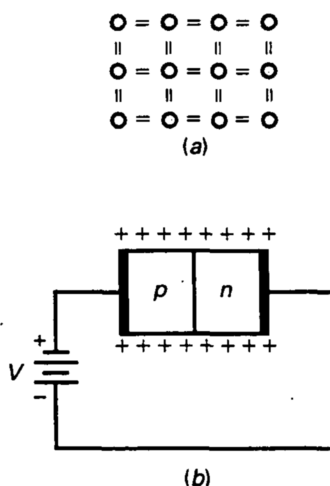


Figura 2-28. *a*) Los átomos en la superficie de un cristal no tienen vecinos; *b*) la superficie del cristal tiene huecos.

Se habló brevemente de la corriente superficial de fugas en el Apartado 2-10. Recuerde qué es una corriente inversa sobre la superficie del cristal. He aquí una explicación simplificada de la existencia de una corriente superficial de fugas. Supóngase que los átomos en los extremos superior e inferior en la Figura 2-28*a* son átomos de la superficie del cristal. Como estos átomos no tienen vecinos, tienen sólo 6 electrones en la orbital de valencia, lo que implica 2 huecos en cada átomo de la superficie. Puesto que estos huecos se hallan a lo largo de la superficie del cristal, mostrado en la Figura 2-28*b*, esta superficie es como un semiconductor tipo *p*. Debido a ello, pueden entrar electrones por el extremo izquierdo del cristal, viajar por los huecos de la superficie y salir por el extremo derecho del cristal. De esta manera se produce una pequeña corriente inversa a lo largo de la superficie.

La corriente superficial de fugas es directamente proporcional a la tensión inversa. Por ejemplo, si se duplica la tensión inversa, la corriente superficial de fugas I_{SL} se duplica. Podemos definir la resistencia superficial de fugas como:

$$R_{SL} = \frac{V_R}{I_{SL}} \tag{2-7}$$

EJEMPLO 2-6

Un diodo de silicio tiene una corriente inversa de saturación de 5 nA a 25 °C. ¿Cuál es la corriente de saturación a 100 °C?

SOLUCIÓN

El cambio en la temperatura es:

$$\Delta T = 100\ °C - 25\ °C = 75\ °C$$

Según la Ecuación (2-5), la corriente se dobla siete veces entre 5 °C y 95 °C:

$$I_S = (2^7)(5\ nA) = 640\ nA$$

y tomando como referencia la Ecuación (2-6), hay 5° adicionales entre 95 °C y 100 °C:

$$I_S = (1{,}07^5)(640\ nA) = 898\ nA$$

EJEMPLO 2-7

Si la corriente superficial de fugas es 2 nA para una tensión inversa de 25 V, ¿qué valor toma la corriente superficial de fugas para una tensión inversa de 35 V?

SOLUCIÓN

Hay dos formas de resolver este problema. Primero, calcular la resistencia superficial de fugas:

$$R_{SL} = \frac{25\ V}{2\ nA} = 12{,}5(10^9)\ \Omega$$

Después, calcular la corriente superficial de fugas a 35 V como sigue:

$$I_{SL} = \frac{35\ V}{12{,}5(10^9)\ \Omega} = 2{,}8\ nA$$

El segundo método sería así: Como la corriente superficial de fugas es directamente proporcional a la tensión inversa:

$$I_{SL} = \frac{35\ V}{25\ V}\ 2\ nA = 2{,}8\ nA$$

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 2-1. Conductores

Un átomo de cobre neutro tiene solamente un electrón en su orbital exterior. Como este único electrón puede desligarse fácilmente de su átomo, se le da el nombre de electrón libre. El cobre es un buen conductor porque incluso la tensión más pequeña hace que los electrones libres fluyan de un átomo al siguiente.

Sección 2-2. Semiconductores

El silicio es el material semiconductor más utilizado. El átomo de silicio aislado tiene 4 electrones en su orbital exterior o de valencia. El número de electrones en el orbital de valencia es la clave de la conductividad. Los conductores tienen un electrón de valencia, los semiconductores 4 y los aislantes poseen 8.

Sección 2-3. Cristales de silicio

Cada átomo de silicio en un cristal tiene sus 4 electrones de valencia más cuatro electrones compartidos con los átomos vecinos. A temperatura ambiente, un cristal puro de silicio tiene sólo unos pocos electrones libres y huecos producidos térmicamente. El tiempo que transcurre entre la creación y la recombinación de un electrón libre con un hueco recibe el nombre de tiempo de vida.

Sección 2-4. Semiconductores intrínsecos

Un semiconductor intrínseco es un semiconductor puro. Cuando se aplica una tensión externa al semiconductor intrínseco, los electrones libres se dirigen hacia el terminal positivo de la batería y los huecos se mueven hacia el negativo.

Sección 2-5. Dos tipos de flujos

En un semiconductor intrínseco existen dos tipos de portadores. En primer lugar está el flujo de los electrones libres a través de las orbitales grandes (banda de conducción). En segundo lugar está el flujo de los huecos a través de orbitales más pequeñas (banda de valencia).

Sección 2-6. Dopaje de un semiconductor

El dopaje aumenta la conductividad de un semiconductor. A un semiconductor dopado se le llama *semiconductor extrínseco.* Cuando un semiconductor intrínseco se dopa con átomos pentavalentes (donadores) tiene más electrones libres que huecos. Si un semiconductor intrínseco se dopa con átomos trivalentes (aceptadores) tiene más huecos que electrones libres.

Sección 2-7. Dos tipos de semiconductores extrínsecos

En un semiconductor tipo *n* los electrones libres son los portadores mayoritarios y los huecos son los portadores minoritarios. En un semiconductor tipo *p,* por el contrario, los huecos son los portadores mayoritarios y los electrones libres son los portadores minoritarios.

Sección 2-8. El diodo no polarizado

Un diodo no polarizado tiene una zona de deplexión en la unión *pn.* Los iones en esta zona de deplexión producen una barrera de potencial. A temperatura ambiente, esta barrera de potencial es aproximadamente de 0,7 V para un diodo de silicio y 0,3 V para un diodo de germanio.

Sección 2-9. Polarización directa

Cuando una tensión externa se opone a la barrera de potencial, el diodo está polarizado en directa. Si la tensión aplicada es mayor que la barrera de potencial, la corriente es grande. Es decir, la corriente circula con facilidad en un diodo polarizado en directa.

Sección 2-10. Polarización inversa

Cuando una tensión externa refuerza la barrera de potencial, el diodo está polarizado en inversa. La anchura de la zona de deplexión aumenta al incrementarse la tensión inversa. La corriente es aproximadamente cero.

Sección 2-11. Ruptura

Una tensión inversa demasiado grande producirá el efecto Zener o de avalancha. Así pues, una gran corriente de ruptura destruirá el diodo. En general, los diodos no deben trabajar en la zona de ruptura. La única excepción es el diodo Zener, un diodo de propósito específico, que se estudiará en un capítulo posterior.

Sección 2-12. Niveles de energía

Cuanto mayor es la orbital, mayor es el nivel de energía de un electrón. Si una fuerza externa eleva un electrón a un nivel de energía superior, el electrón emitirá energía cuando regresa a su orbital original.

Sección 2-13. La barrera de energía

La barrera de potencial de un diodo parece una barrera de energía . Los electrones que intentan atravesar la unión necesitan tener suficiente energía para escalar esta barrera. Una fuente de tensión externa que polariza el diodo en directa da a los electrones la energía suficiente para pasar a través de la zona de deplexión.

Sección 2-14. Barrera de potencial y temperatura

Cuando la temperatura de la unión se incrementa, la *zona de deplexión* se hace más estrecha y la barrera de potencial decrece. Decrecerá aproximadamente 2 mV por cada grado Celsius de incremento de temperatura.

Sección 2-15. Diodo polarizado en inversa

Hay tres componentes en la corriente inversa de un diodo. Primera, la corriente transitoria que ocurre cuando la tensión inversa cambia. Segunda, la corriente de portadores minoritarios, también llamada *corriente de saturación* porque es independiente de la tensión inversa. Tercera, la corriente superficial de fugas. Se incrementa cuando crece la tensión inversa.

DEFINICIONES

(2-2) Δ = el cambio en

(2-7) $R_{SL} = \dfrac{V_R}{I_{SL}}$

LEYES

(2-1) Saturación de valencia: $n = 8$

DERIVACIONES

(2-3) $\dfrac{\Delta V}{\Delta T} = -2 \text{ mV/°C}$

(2-4) $\Delta V = (-2 \text{ mV/°C})\ \Delta T$

(2-5) Porcentaje ΔI_S = 100 % para un incremento de 10 °C

(2-6) Porcentaje ΔI_S = 7 % por °C

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. ¿Cuántos protones contiene el núcleo de un átomo de cobre?
   a) 1 **c)** 18
   b) 4 **d)** 29
2. La carga resultante de un átomo neutro de cobre es
   a) 0 **c)** −1
   b) +1 **d)** +4
3. Si a un átomo de cobre se le extrae su electrón de valencia, la carga resultante vale
   a) 0 **c)** −1
   b) +1 **d)** +4
4. La atracción que experimenta hacia el núcleo el electrón de valencia de un átomo de cobre es
   a) Ninguna
   b) Débil
   c) Fuerte
   d) Imposible de describir
5. ¿Cuántos electrones de valencia tiene un átomo de silicio?
   a) 0 **c)** 2
   b) 1 **d)** 4
6. El semiconductor más empleado es
   a) Cobre **c)** Silicio
   b) Germanio **d)** Ninguno de los anteriores
7. ¿Qué número de protones posee un átomo de silicio?
   a) 4 **c)** 29
   b) 14 **d)** 32
8. Los átomos de silicio se combinan en una estructura ordenada que recibe el nombre de
   a) Enlace covalente
   b) Cristal
   c) Semiconductor
   d) Orbital de valencia
9. Un semiconductor intrínseco presenta algunos huecos a temperatura ambiente causados por
   a) El dopaje
   b) Electrones libres
   c) Energía térmica
   d) Electrones de valencia
10. Cada electrón de valencia en un semiconductor intrínseco establece un
    a) Enlace covalente **c)** Hueco
    b) Electrón libre **d)** Recombinación.
11. La unión de un electrón libre con un hueco recibe el nombre de
    a) Enlace covalente **c)** Recombinación
    b) Tiempo de vida **d)** Energía térmica

12. A temperatura ambiente un cristal de silicio intrínseco se comporta como
a) Una batería **c)** Un aislante
b) Un conductor **d)** Un hilo de cobre

13. El tiempo que transcurre entre la creación de un hueco y su desaparición se conoce como
a) Dopaje **c)** Recombinación
b) Tiempo de vida **d)** Valencia

14. Al electrón de valencia de un conductor se le denomina también por
a) Electrón ligado **c)** Núcleo
b) Electrón libre **d)** Protón

15. ¿Cuántos tipos de flujo de portadores presenta un conductor?
a) 1 **c)** 3
b) 2 **d)** 4

16. ¿Cuántos tipos de flujo de portadores presenta un semiconductor?
a) 1 **c)** 3
b) 2 **d)** 4

17. Cuando se aplica una tensión a un semiconductor, los huecos circulan
a) Distanciándose del potencial negativo
b) Hacia el potencial positivo
c) En el circuito externo
d) Ninguna de las anteriores

18. ¿Cuántos huecos presenta un conductor?
a) Muchos
b) Ninguno
c) Sólo los producidos por la energía térmica
d) El mismo número que de electrones libres

19. En un semiconductor intrínseco, el número de electrones libres es
a) Igual al número de huecos
b) Mayor que el número de huecos
c) Menor que el número de huecos
d) Ninguna de las anteriores

20. La temperatura de cero absoluto es igual a
a) −273 °C **c)** 25 °C
b) 0 °C **d)** 50 °C

21. A la temperatura de cero absoluto un semiconductor intrínseco presenta
a) Pocos electrones libres
b) Muchos huecos
c) Muchos electrones libres
d) Ni huecos ni electrones libres

22. A temperatura ambiente un semiconductor intrínseco tiene
a) Algunos electrones libres y huecos
b) Muchos huecos
c) Muchos electrones libres
d) Ningún hueco

23. El número de electrones libres y de huecos en un semiconductor intrínseco aumenta cuando la temperatura
a) Disminuye
b) Aumenta
c) Se mantiene constante
d) Ninguna de las anteriores

24. El flujo de electrones de valencia hacia la izquierda significa que los huecos circulan hacia
a) La izquierda
b) La derecha
c) En cualquier dirección
d) Ninguna de las anteriores

25. Los huecos se comportan como
a) Átomos **c)** Cargas negativas
b) Cristales **d)** Cargas positivas

26. ¿Cuántos electrones de valencia tienen los átomos trivalentes?
a) 1 **c)** 4
b) 3 **d)** 5

27. ¿Qué número de electrones de valencia tiene un átomo donador?
a) 1 **c)** 4
b) 3 **d)** 5

28. Si quisiera producir un semiconductor tipo *p*, ¿qué emplearía?
a) Átomos aceptadores
b) Átomos donadores
c) Impurezas pentavalentes
d) Silicio

29. Los huecos son minoritarios en un semiconductor tipo
a) Extrínseco **c)** Tipo *n*
b) Intrínseco **d)** Tipo *p*

30. ¿Cuántos electrones libres contiene un semiconductor tipo *p*?
a) Muchos
b) Ninguno
c) Sólo los producidos por la energía térmica
d) El mismo número que de huecos

31. La plata es el mejor conductor. ¿Cuál es el número de electrones de valencia que tiene?
a) 1 **c)** 18
b) 4 **d)** 29

32. Si un semiconductor intrínseco tiene un billón de electrones libres a la temperatura ambiente, ¿cuántos presentará a la temperatura de 75 °C?
a) Menos de un billón
b) Un billón
c) Más de un billón
d) Imposible de contestar

33. Una fuente de tensión es aplicada a un semiconductor tipo *p*. Si el extremo izquierdo del cristal es positivo, ¿en qué sentido circularán los portadores mayoritarios?
a) Hacia la izquierda
b) Hacia la derecha
c) En ninguna dirección
d) Imposible de contestar

34. ¿Cuál de los siguientes conceptos está menos relacionado con los otros tres?
a) Conductor
b) Semiconductor
c) Cuatro electrones de valencia
d) Estructura cristalina

35. ¿Cuál de las siguientes temperaturas es aproximadamente igual a la temperatura ambiente?
a) 0 °C **c)** 50 °C
b) 25 °C **d)** 75 °C

36. ¿Cuántos electrones hay en la orbital de valencia de un átomo de silicio dentro de un cristal?
a) 1 **c)** 8
b) 4 **d)** 14

37. Los iones positivos son átomos que
a) Han ganado un protón
b) Han perdido un protón
c) Han ganado un electrón
d) Han perdido un electrón

38. ¿Cuál de los siguientes conceptos describe un semiconductor tipo *n*?
a) Neutro
b) Cargado positivamente
c) Cargado negativamente
d) Tiene muchos huecos

39. Un semiconductor tipo *p* contiene huecos y
a) Iones positivos
b) Iones negativos
c) Átomos pentavalentes
d) Átomos donadores

40. ¿Cuál de los siguientes conceptos describe un semiconductor tipo *p*?
a) Neutro
b) Cargado positivamente
c) Cargado negativamente
d) Tiene muchos electrones libres

41. ¿Cuál de los siguientes elementos no se puede mover?
a) Huecos
b) Electrones libres
c) Iones
d) Portadores mayoritarios

42. ¿A qué se debe la zona de deplexión?
a) Al dopaje
b) A la recombinación
c) A la barrera de potencial
d) A los iones

43. La barrera de potencial de un diodo de silicio a temperatura ambiente es de
a) 0,3 V **c)** 1 V
b) 0,7 V **d)** 2 mV por °C

44. Para producir una gran corriente en un diodo de silicio polarizado en directa, la tensión aplicada debe superar
a) 0 V **c)** 0,7 V
b) 0,3 V **d)** 1 V

45. En un diodo de silicio la corriente inversa es normalmente
a) Muy pequeña
b) Muy grande
c) Cero
d) En la región de ruptura

46. La corriente superficial de fugas es parte de
a) La corriente de polarización directa
b) La corriente de ruptura en polarización directa
c) La corriente inversa
d) La corriente de ruptura en polarización inversa

47. La tensión que provoca el fenómeno de avalancha es
a) La barrera de potencial
b) La zona de deplexión
c) La tensión de codo
d) La tensión de ruptura

48. La difusión de electrones libres a través de la unión de un diodo produce
a) Polarización directa
b) Polarización inversa
c) Ruptura
d) La zona de deplexión

49. Cuando la tensión inversa crece de 5 V a 10 V, la zona de deplexión
a) Se reduce **c)** No le ocurre nada
b) Crece **d)** Se rompe

50. Cuando un diodo es polarizado en directa, la recombinación de electrones libres y huecos puede producir
a) Calor
b) Luz
c) Radiación
d) Todas las anteriores

51. Si aplicamos una tensión inversa de 20 V a un diodo, la tensión en la zona de deplexión será de
a) 0 V
b) 0,7 V
c) 20 V
d) Ninguna de las anteriores

52. Cada grado de aumento de temperatura en la unión decrece la barrera de potencial en
a) 1 mV **c)** 4 mV
b) 2 mV **d)** 10 mV

53. La corriente inversa de saturación se duplica cuando la temperatura de la unión se incrementa
a) 1 °C **c)** 4 °C
b) 2 °C **d)** 10 °C

54. La corriente superficial de fugas se duplica cuando la tensión inversa aumenta
a) 7 por 100 **c)** 200 por 100
b) 100 por 100 **d)** 2 mV

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

Un equipo de expertos en electrónica crearon estas preguntas. En la mayoría de los casos el texto proporciona información suficiente para responder a todas las preguntas. Ocasionalmente usted puede encontrarse con algún término que no le es familiar. Si esto sucede, busque el término en el diccionario técnico. Además, puede aparecer alguna pregunta no cubierta en este libro. En este caso, investigue en alguna biblioteca o consulte las respuestas al final del libro.

1. Dígame por qué el cobre es un buen conductor de electricidad.
2. ¿En qué difiere un semiconductor de un conductor? Incluya dibujos en su explicación.
3. Dígame todo lo que sepa acerca de los huecos y cómo se diferencian de los electrones libres. Incluya algunos dibujos.
4. Deme la idea básica de semiconductores dopados. Quiero ver algunos dibujos que justifiquen su explicación.
5. Demuéstreme, dibujando y explicando la acción, por qué existe corriente en un diodo polarizado en directa.
6. Dígame por qué existe una corriente muy pequeña en un diodo polarizado en inversa.
7. Un diodo semiconductor polarizado en inversa se romperá bajo ciertas condiciones. Quiero que describa la avalancha con suficiente detalle para que yo pueda entenderlo.
8. Quiero saber por qué un diodo emisor de luz produce luz. Hábleme sobre ello.
9. ¿Los huecos circulan en un conductor? ¿Por qué o por qué no? ¿Qué le sucede a los huecos cuando alcanzan el final de un semiconductor?
10. ¿Qué es la corriente superficial de fugas?
11. ¿Por qué es importante la recombinación en un diodo?
12. ¿En qué se diferencian el silicio extrínseco del intrínseco? ¿Por qué es importante la diferencia?
13. En sus propias palabras describa lo que sucede cuando se origina la unión *pn*. Su argumento debería incluir la información sobre la *zona de deplexión.*
14. En la unión *pn* de un diodo, ¿cuáles son las cargas portadoras que se mueven, huecos o electrones libres?

PROBLEMAS

2-1. ¿Cuál es la carga neta de un átomo de cobre si gana tres electrones?

2-2. ¿Cuánto vale la carga neta de un átomo de silicio si pierde todos sus electrones de valencia?

2-3. Clasifique cada uno de los siguientes como un conductor o semiconductor:
- **a)** Germanio
- **b)** Plata
- **c)** Silicio
- **d)** Oro

2-4. Un diodo está polarizado en directa. Si la corriente es 5 mA a través del lado *n*, ¿cuál es la carga a través de cada uno de los siguientes:
- **a)** Lado *p*
- **b)** Cables de conexión externos
- **c)** Unión

2-5. Clasifique cada uno de los siguientes como un semiconductor tipo *n* o tipo *p*:
- **a)** Dopado por un átomo aceptador
- **b)** Cristal con impurezas pentavalentes
- **c)** Los portadores mayoritarios son huecos
- **d)** Se añadieron átomos donadores al cristal
- **e)** Los portadores minoritarios son electrones

2-6. Un diseñador debe utilizar un diodo de silicio entre las temperaturas de 0 °C a 75 °C. ¿Cuáles serán los valores mínimo y máximo de la barrera de potencial?

2-7. Un diodo de silicio tiene una corriente de saturación de 10 nA a 25 °C. Si debe funcionar en el rango de 0 °C a 75 °C, ¿cuáles serán los valores máximos y mínimos de la corriente de saturación?

2-8. Un diodo presenta una corriente superficial de fugas a 10 nA cuando su tensión inversa es de 10 V. ¿Cuál será su corriente superficial de fugas si la tensión inversa crece hasta 50 V?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

2-9. Un diodo de silicio tiene una corriente inversa de 5 μA a 25 °C y 100 μA a 100 °C. ¿Cuáles son los valores de la corriente de saturación y la corriente superficial de fugas a 25 °C?

2-10. Los dispositivos con uniones *pn* se utilizan para fabricar ordenadores. La velocidad de un ordenador depende de lo rápido que se pueda «encender» y «apagar» un diodo. Basándose en lo que ha aprendido sobre polarización inversa, ¿qué puede hacer para acelerar un ordenador?

CAPÍTULO 3

Teoría de los diodos

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Dibujar el símbolo de un diodo diferenciando el ánodo del cátodo.
- ➤ Trazar la curva característica del diodo, describiendo todas las partes y puntos más significativos.
- ➤ Describir el diodo ideal.
- ➤ Explicar la segunda aproximación.
- ➤ Enunciar la tercera aproximación.
- ➤ Encontrar los cuatro parámetros característicos de un diodo estudiando su hoja de características.

VOCABULARIO

- análisis de variables dependientes
- ánodo
- cátodo
- diodo
- diodo ideal
- dispositivo lineal
- dispositivo no lineal
- limitación de potencia
- máxima corriente en polarización directa
- recta de carga
- resistencia interna
- resistencia óhmica
- tensión umbral

Este capítulo prolonga nuestro estudio acerca de los diodos. Después de exponer la curva del diodo, nos centraremos en las aproximaciones de un diodo. Necesitamos dichas aproximaciones porque el análisis exacto es muy tedioso y largo en la mayoría de las situaciones. Por ejemplo, si se van a detectar averías normalmente la aproximación ideal es la adecuada, y una segunda aproximación proporciona soluciones rápidas y fáciles en muchos casos. Apuntando un poco más lejos, podemos usar una tercera aproximación para obtener mayor precisión, o una solución de ordenador para casi todas las respuestas.

3-1. IDEAS BÁSICAS

Una resistencia ordinaria es un **dispositivo lineal** porque *la gráfica de su corriente en función de su tensión es una línea recta.* Un diodo es diferente. Es un dispositivo no lineal porque la gráfica de la corriente en función de la tensión no es una línea recta. La razón es la barrera de potencial: cuando la tensión del diodo es menor que la barrera de potencial, la corriente del diodo es pequeña; si la tensión del diodo supera esta barrera de potencial, la corriente del diodo se incrementa rápidamente.

❑ El símbolo eléctrico

La Figura 3-1*a* representa el símbolo eléctrico de un diodo. El lado *p* se llama **ánodo** y el lado *n* es el **cátodo**. El símbolo del diodo es una flecha que apunta del lado *p* al lado *n*, es decir, del ánodo al cátodo.

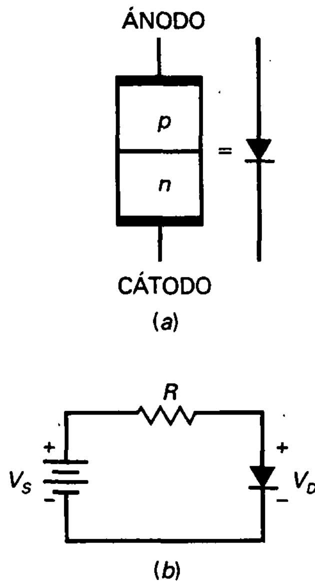


Figura 3-1. Diodo. *a*) Símbolo eléctrico; *b*) polarización directa.

❑ Circuito básico del diodo

En la Figura 3-1*b* se muestra un circuito con un diodo. En este circuito el diodo está polarizado en directa. ¿Cómo lo sabemos? Porque el terminal positivo de la batería está conectado al lado *p* del diodo a través de una resistencia, y el terminal negativo está conectado al lado *n*. Con esta conexión, el circuito está tratando de empujar huecos y electrones libres hacia la unión.

En circuitos más complicados puede ser más difícil decir si el diodo está o no polarizado en directa. Para hacerlo nos podemos servir de la siguiente regla; preguntémonos lo siguiente: ¿está el circuito externo tratando de empujar los electrones libres en la dirección de circulación sencilla? En caso afirmativo, el diodo está polarizado en directa.

¿Cuál es la dirección de circulación sencilla? Si se está usando corriente convencional, la dirección sencilla es la misma que indica la flecha del diodo. Si se prefiere el flujo de electrones, la dirección sencilla es en el otro sentido.

Cuando el diodo forma parte de un circuito complicado podemos usar también el teorema de Thevenin para determinar si está polarizado en directa. Por ejemplo, se supone que se ha reducido un circuito complicado con el teorema de Thevenin para obtener la Figura 3-1*b*. En este caso se sabe que el diodo está polarizado en directa.

❑ La zona directa

La Figura 3-1*b* es un circuito que puede montarse en el laboratorio. Tras conectarlo, es posible medir la tensión en el diodo y la corriente que lo atraviesa. También se puede invertir la polaridad de la fuente de tensión continua y medir la corriente y la tensión del diodo polarizado en inversa. Si se representa la corriente a través del diodo en función de la tensión del diodo, se obtendrá una gráfica parecida a la de la Figura 3-2.

Éste es un resumen visual de las ideas expuestas en el capítulo anterior. Por ejemplo, cuando el diodo está polarizado en directa no hay una corriente significativa hasta que la tensión en el diodo sea superior a la barrera de potencial. Por otro lado, cuando el diodo está polarizado en inversa, casi no hay corriente inversa hasta que la tensión del diodo alcanza la tensión de ruptura. Entonces, la avalancha produce una gran tensión inversa, destruyendo el diodo.

❑ Tensión umbral

En la zona directa la *tensión a partir de la cual la corriente empieza a incrementarse rápidamente* se denomina **tensión umbral** del diodo, que es igual a la barrera de potencial. Los análisis de circuitos con diodos se dirigen normalmente a determinar si la tensión del diodo es mayor o menor que la tensión umbral. Si es mayor, el diodo conduce fácilmente; si es menor, lo hace con pobreza. Definimos la tensión umbral de un diodo de silicio de la siguiente forma:

$$V_K \approx 0{,}7 \text{ V} \tag{3-1}$$

(*Nota:* El símbolo ≈ significa «aproximadamente igual a».)

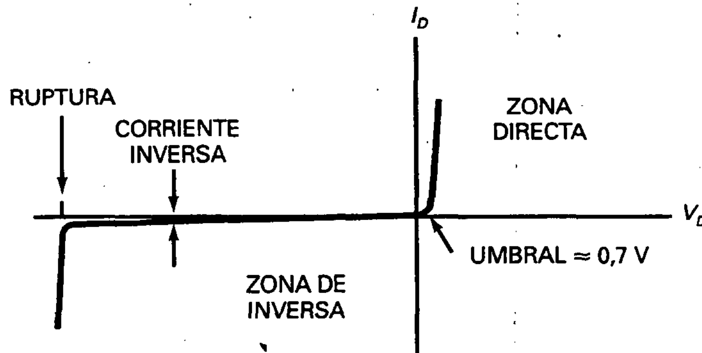


Figura 3-2. Curva del diodo.

Aunque los diodos de germanio raramente son utilizados en diseños nuevos, se pueden encontrar todavía diodos de este elemento en circuitos especiales o en equipos más antiguos. Por esta razón, conviene recordar que la tensión umbral de un diodo de germanio es aproximadamente 0,3 V. Esta tensión umbral más pequeña es una ventaja y obliga a considerar el uso de un diodo de estas características en ciertas aplicaciones.

❑ Resistencia interna

Para tensiones mayores que la tensión umbral, la corriente del diodo crece rápidamente, lo que quiere decir que aumentos pequeños en la tensión del diodo originarán grandes incrementos en su corriente. La causa es la siguiente: después de superada la barrera de potencial, lo único que se opone a la corriente es la resistencia de las zonas *p* y *n*. En otras palabras, si las zonas *p* y *n* fueran dos piezas separadas de semiconductor, cada una tendría una resistencia que se podría medir con un óhmetro, igual que una resistencia ordinaria.

A la suma de estas resistencias óhmicas se le llama **resistencia interna** del diodo, y se define mediante la siguiente fórmula:

$$R_B = R_P + R_N \quad (3\text{-}2)$$

El valor de la resistencia interna es función del nivel de dopado y del tamaño de las zonas *p* y *n*. Normalmente, la resistencia interna de los diodos es menor que 1 Ω.

❑ Máxima corriente continua con polarización directa

Si la corriente en un diodo es demasiado grande, el calor excesivo destruirá el diodo; por esta razón, la hoja de características que proporcionan los fabricantes especifica la corriente máxima que un diodo puede soportar sin peligro de acortar su vida o degradar sus propiedades.

La **corriente máxima con polarización directa** es una de las limitaciones dadas en una hoja de características. Esta corriente puede aparecer como

$I_{F(máx)}$, $I_{(máx)}$, I_O, etc., dependiendo del fabricante. Por ejemplo, un 1N456 tiene una corriente máxima de 135 mA. Este dato significa que puede conducir con seguridad una corriente continua con polarización directa igual a 135 mA.

❑ Disipación de potencia

Se puede calcular la disipación de potencia de un diodo de la misma forma que se hace para una resistencia. Es igual al producto de la tensión del diodo y la corriente. Expresándolo matemáticamente:

$$P_D = V_D I_D \qquad (3\text{-}3)$$

La **limitación de potencia** indica *cuánta potencia puede disipar el diodo sin peligro de acortar su vida ni degradar sus propiedades.* Expresada mediante una fórmula, la definición es:

$$P_{máx} = V_{máx} I_{máx} \qquad (3\text{-}4)$$

donde $V_{máx}$ es la tensión correspondiente a $I_{máx}$. Por ejemplo, si un diodo tiene una tensión y corriente máximas de 1 V y 2 A, su limitación de potencia es 2 W.

EJEMPLO 3-1

¿El diodo de la Figura 3-3*a* está polarizado en directa o en inversa?

SOLUCIÓN

La tensión a través de R_2 es positiva; por tanto, el circuito está tratando de empujar la corriente en la dirección de circulación sencilla. Si esto no está claro, veamos el circuito de Thevenin con el diodo, como se muestra en la Figura 3-3*b*. En este circuito podemos apreciar que la fuente de tensión continua está tratando de empujar la corriente en la dirección de circulación sencilla. Por consiguiente, el diodo está polarizado en directa.

Siempre que tengamos dudas conviene reducir el circuito en estudio a un circuito en serie. Después será más fácil ver si la fuente de tensión está tratando de empujar la corriente en la dirección sencilla o no.

EJEMPLO 3-2

¿Se encuentran los diodos de la Figura 3-3*c* polarizados en directa o en inversa?

SOLUCIÓN

El diodo D_1 está polarizado en inversa porque el circuito está tratando de empujar la corriente en la dirección más difícil. Por otro

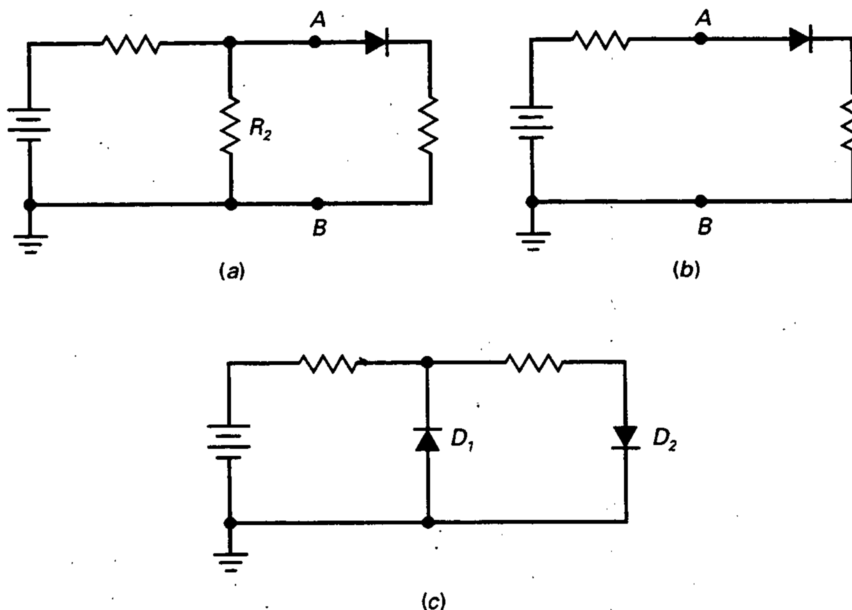


Figura 3-3

lado, el diodo D_2 lo está en directa, ya que el circuito está intentando empujar la corriente en la dirección sencilla.

EJEMPLO 3-3

Un diodo tiene una limitación de potencia de 5 W. Si la tensión del diodo es de 1,2 V y la corriente del diodo es 1,75 A, ¿cuál es la disipación de potencia? ¿Se destruirá el diodo?

SOLUCIÓN

$$P_D = (1{,}2\ \text{V})(1{,}75\ \text{A}) = 2{,}1\ \text{W}$$

El resultado es inferior a la limitación de potencia. Por tanto, el diodo no se destruirá.

3-2. EL DIODO IDEAL

La Figura 3-4 muestra el gráfico de la zona directa de un diodo con el programa EWB. Aquí se ve la corriente del diodo I_D en función de la tensión del diodo V_D. Nótese que la corriente es aproximadamente cero hasta que la tensión del diodo se acerca a la barrera de potencial. En las proximidades de 0,6 a 0,7 V, la corriente del diodo se incrementa. Cuando la tensión del

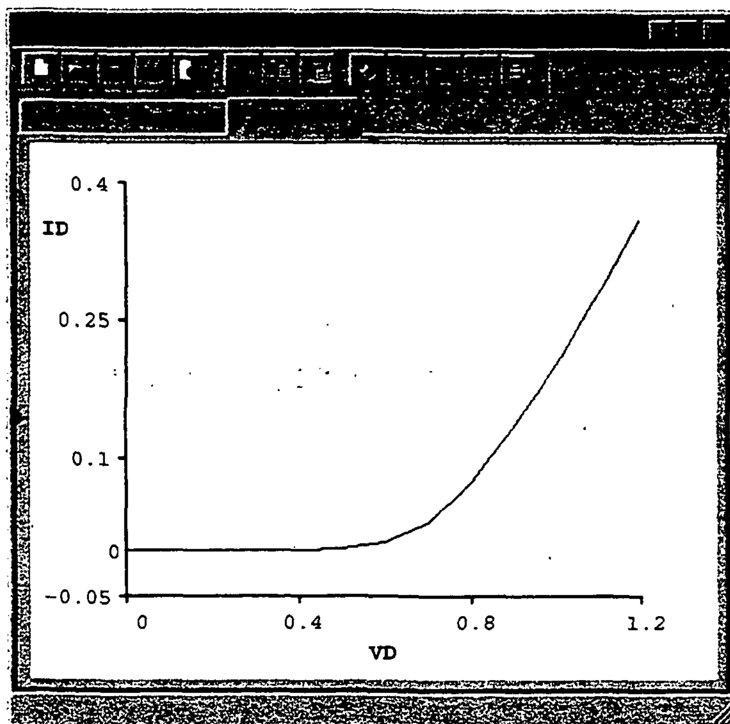


Figura 3-4. Gráfica del banco de pruebas de un diodo típico de silicio.

diodo es mayor de 0,8 V, la corriente del diodo es significativa y la gráfica es casi lineal.

Dependiendo del dopaje y del tamaño físico de un diodo, éste puede diferir de otros por su máxima corriente directa, limitación de potencia y otras características. Si necesitamos una solución exacta deberíamos usar la gráfica de un diodo particular. Aunque los puntos exactos de la corriente y de la tensión son diferentes de un diodo a otro, la gráfica de cualquier diodo es similar al de la Figura 3-4. Todos los diodos de silicio tienen una tensión umbral de aproximadamente 0,7 V.

La mayoría de las veces no necesitamos una solución exacta. Ésta es la razón para usar aproximaciones para un diodo. Comenzaremos con la aproximación más simple, llamada aproximación del *diodo ideal.* En líneas generales, ¿qué hace un diodo? Conduce bien en la dirección directa y conduce mal en la inversa. Teóricamente, un diodo rectificador se comporta como un conductor perfecto (resistencia cero) cuando tiene polarización directa, y lo hace como un aislante perfecto (resistencia infinita) cuando su polarización es inversa.

En la Figura 3-5*a* se ofrece la gráfica corriente-tensión de un diodo ideal. Refleja lo que se acaba de exponer: resistencia cero con polarización directa y resistencia infinita con polarización inversa. A decir verdad, es imposible construir un dispositivo con esas características, pero es lo que los fabricantes harían si pudiesen.

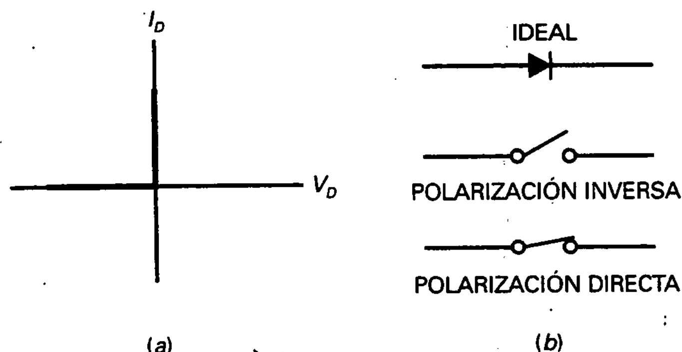


Figura 3-5. *a*) Curva del diodo ideal; *b*) un diodo ideal actúa como un interruptor.

¿Existe algún dispositivo real que actúe como un diodo ideal? Sí. Un interruptor tiene resistencia cero al estar cerrado, y resistencia infinita al estar abierto. Por tanto, un diodo ideal actúa como un interruptor que se cierra al tener polarización directa y se abre con polarización inversa. En la Figura 3-5*b* se resume esta idea del interruptor.

EJEMPLO 3-4

Calcular la corriente y la tensión en la carga, empleando la aproximación del diodo ideal, en el circuito representado en la Figura 3-6*a*.

SOLUCIÓN

Como el diodo está polarizado en directa, es equivalente a un interruptor cerrado. Por tanto, consideramos el diodo como un interruptor cerrado. Después podemos ver que toda la tensión de la fuente aparece a través de la resistencia de carga:

$$V_L = 10 \text{ V}$$

Con la ley de Ohm, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

EJEMPLO 3-5

Calcular la tensión en la carga y la corriente por la carga en la Figura 3-6*b* usando un diodo ideal.

SOLUCIÓN

Una forma de resolver este problema consiste en aplicar el teorema de Thevenin a la izquierda del diodo. Mirando desde el diodo hacia la fuente, vemos un divisor de tensión con 6 kΩ y 3 kΩ. La tensión de Thevenin es de 12 V y la resistencia de Thevenin es de

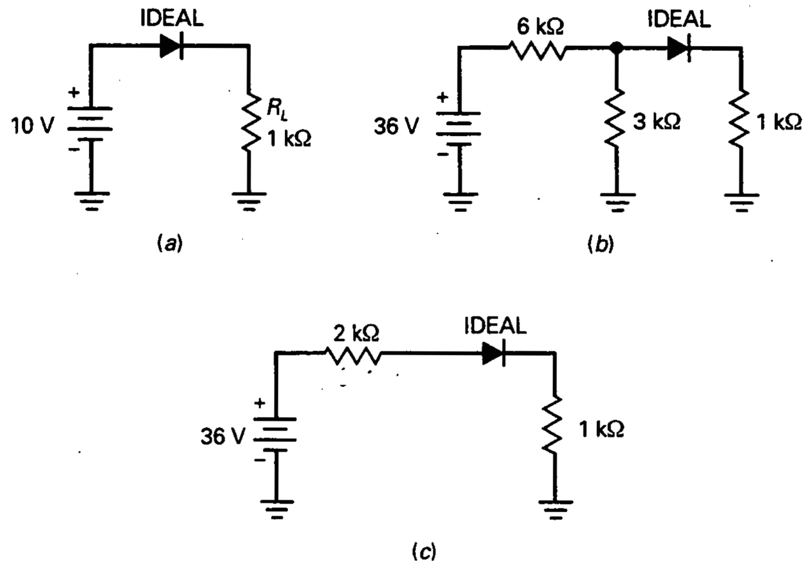


Figura 3-6

2 kΩ. La Figura 3-6*c* muestra el circuito de Thevenin conectado al diodo. (Si tiene algún problema en entender esto, revise el Ejemplo 1-4.)

Ahora que tenemos un circuito serie, podemos ver que el diodo está polarizado en directa. Por consiguiente, consideramos el diodo como un interruptor cerrado. Entonces el resto de los cálculos son los siguientes:

$$I_L = \frac{12\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 4\ \text{mA}$$

y

$$V_L = (4\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 4\ \text{V}$$

No tiene que usar el teorema de Thevenin. Se puede analizar la Figura 3-6*b* visualizando el diodo como un interruptor cerrado. Entonces tiene 3 kΩ en paralelo con 1 kΩ, equivalente a 750 Ω. Usando la ley de Ohm, se puede calcular una caída de tensión de 32 V a través de 6 kΩ. El resto del análisis produce la misma tensión en la carga y la misma corriente por la carga.

3-3. LA SEGUNDA APROXIMACIÓN

La aproximación ideal es siempre correcta o cierta en la mayoría de las situaciones de detección de averías, pero no siempre estamos detectando averías. Algunas veces queremos un valor más exacto para la corriente y la tensión en la carga. Es entonces cuando tiene sentido la *segunda aproximación*.

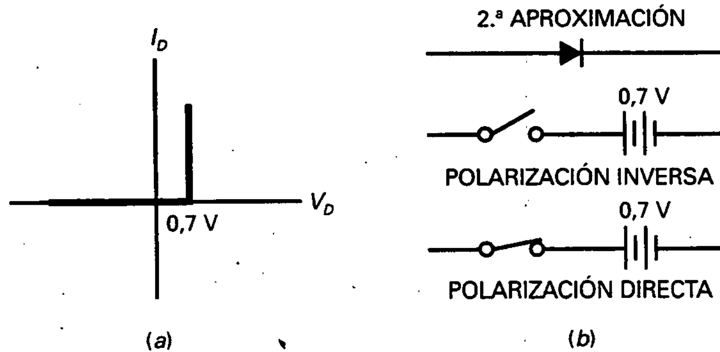


Figura 3-7. *a*) Curva del diodo para la segunda aproximación; *b*) circuito equivalente para la segunda aproximación.

La Figura 3-7*a* presenta el gráfico de la corriente en función de la tensión para la *segunda aproximación.* El dibujo indica que no hay corriente hasta que aparecen 0,7 V en el diodo. En este punto el diodo se activa. De ahí en adelante sólo aparecerán 0,7 V en el diodo, independientemente del valor de la corriente.

La Figura 3-7*b* muestra el circuito equivalente para la segunda aproximación de un diodo de silicio. El diodo se asemeja a un interruptor en serie con una barrera de potencial de 0,7 V. Si la tensión de Thevenin de la fuente es, por lo menos, de 0,7 V, el interruptor se cerrará. Cuando conduce, la tensión en el dispositivo será de 0,7 V para cualquier corriente directa. Por otro lado, cuando la tensión de Thevenin es menor que 0,7 V, el interruptor se abrirá. En este caso, no hay corriente a través del diodo.

EJEMPLO 3-6

Usar la segunda aproximación para calcular la corriente por la carga, la tensión en la carga y la potencia en el diodo en la Figura 3-8.

SOLUCIÓN

Como el diodo está polarizado en directa, es equivalente a una batería de 0,7 V, lo que significa que la tensión en la carga iguala a la tensión de la fuente menos la caída de tensión en el diodo:

$$V_L = 10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 9{,}3\ \text{V}$$

Con la ley de Ohm, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{9{,}3\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 9{,}3\ \text{mA}$$

La potencia en el diodo vale:

$$P_D = (0{,}7\ \text{V})(9{,}3\ \text{mA}) = 6{,}51\ \text{mW}$$

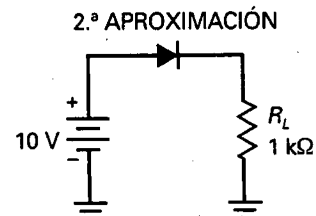


Figura 3-8

EJEMPLO 3-7

Calcular la tensión en la carga, la corriente por la carga y la potencia en el diodo en la Figura 3-9*a* empleando la segunda aproximación.

SOLUCIÓN

De nuevo, utilizamos el teorema de Thevenin para el circuito a la izquierda del diodo. Como antes, la tensión de Thevenin es 12 V y la resistencia de Thevenin es de 2 kΩ. La Figura 3-9*b* muestra el circuito simplificado.

Como la tensión en el diodo es 0,7 V, la tensión en la carga vale:

$$I_L = \frac{12\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 3{,}77\ \text{mA}$$

La tensión en la carga es:

$$V_L = (3{,}77\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 3{,}77\ \text{V}$$

Y la potencia en el diodo es igual a:

$$P_D = (0{,}7\ \text{V})(3{,}77\ \text{mA}) = 2{,}64\ \text{mW}$$

3-4. LA TERCERA APROXIMACIÓN

En la tercera aproximación de un diodo se incluye la resistencia interna R_B. La Figura 3-10 muestra el efecto que R_B tiene sobre la curva del diodo. Después de que el diodo de silicio comienza a conducir, la tensión aumenta lineal o proporcionalmente con los incrementos de la corriente. Cuanto mayor sea la corriente, mayor es la tensión, al tener que incluirse la caída de tensión en la resistencia interna a la tensión total del diodo.

El circuito equivalente para la tercera aproximación es un interruptor en serie con una barrera de potencial de 0,7 V y una resistencia R_B (Fig. 3-10*b*).

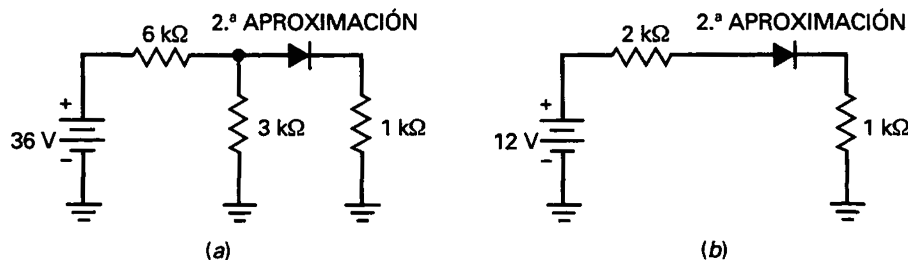


Figura 3-9. *a*) Circuito original; *b*) simplificado con el teorema de Thevenin.

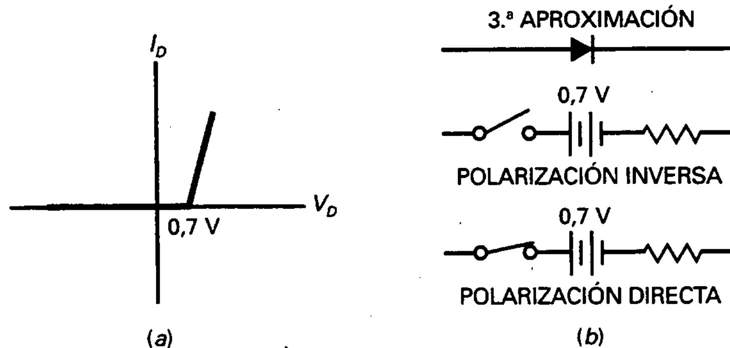


Figura 3-10. *a*) Curva del diodo para la tercera aproximación; *b*) circuito equivalente para la tercera aproximación.

Cuando la tensión aplicada es mayor que 0,7 V, el diodo conduce. La tensión total en el diodo es igual a:

$$V_D = 0{,}7 + I_D R_B \qquad (3\text{-}5)$$

A menudo, la resistencia interna es menor que 1 Ω, y fácilmente la podemos ignorar en nuestros cálculos. Una regla útil para ignorar la resistencia interna es la siguiente definición:

$$\text{Ignore la resistencia si:} \quad R_B < 0{,}01 R_{TH} \qquad (3\text{-}6)$$

que dice que se *ignore la resistencia interna cuando sea la centésima parte de la resistencia de Thevenin que ve el diodo.* Si se satisface esta condición, el error es menor que el 1 por 100. La tercera aproximación se emplea raramente por técnicos porque los diseñadores de circuitos normalmente satisfacen la Ecuación (3-6).

EJEMPLO 3-8

El 1N4001 de la Figura 3-11*a* tiene una resistencia interna de 0,23 Ω. ¿Cuál es la tensión en la carga, la corriente por la carga y la potencia del diodo?

SOLUCIÓN

Sustituyendo el diodo por su tercera aproximación obtenemos la Figura 3-11*b*. La resistencia interna es suficientemente pequeña como para ignorarla porque es menor que 1/100 de la resistencia de carga. En este caso, podemos usar la segunda aproximación para resolver el problema. Ya hicimos esto en el Ejemplo 3-6, donde encontramos una tensión en la carga, una corriente por la carga y una potencia en el diodo de 9,3 V, 9,3 mA y 6,51 mW, respectivamente.

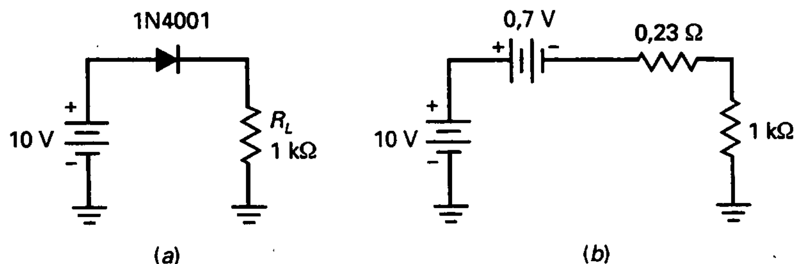


Figura 3-11

EJEMPLO 3-9

Repita el ejemplo precedente para una resistencia de carga de 10 Ω.

SOLUCIÓN

La Figura 3-12*a* representa el circuito equivalente. La resistencia total vale:

$$R_T = 0{,}23\ \Omega + 10\ \Omega = 10{,}23\ \Omega$$

La tensión total a través de R_T es:

$$V_T = 10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 9{,}3\ \text{V}$$

Por tanto, la corriente por la carga vale:

$$I_L = \frac{9{,}3\ \text{V}}{10{,}23\ \Omega} = 0{,}909\ \text{A}$$

La tensión en la carga es:

$$V_L = (0{,}909\ \text{A})(10\ \Omega) = 9{,}09\ \text{V}$$

Para calcular la potencia en el diodo necesitamos saber la tensión del diodo, que se puede obtener de dos formas. Podemos restar la tensión en la carga de la tensión de la fuente:

$$V_D = 10\ \text{V} - 9{,}09\ \text{V} = 0{,}91\ \text{V}$$

o podemos usar la Ecuación (3-5):

$$V_D = 0{,}7\ \text{V} + (0{,}909\ \text{A})(0{,}23\ \Omega) = 0{,}909\ \text{V}$$

La ligera diferencia en las dos respuestas se debe al redondeo de los cálculos.

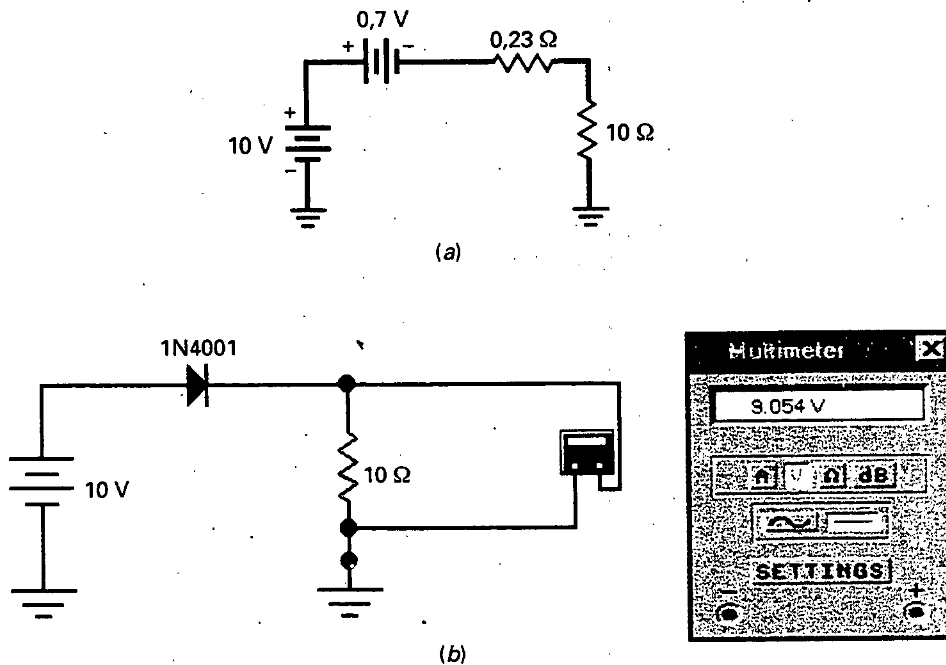


Figura 3-12

La potencia en el diodo es:

$$P_D = (0{,}909\ \text{V})(0{,}909\ \text{A}) = 0{,}826\ \text{W})$$

Dos aclaraciones más. Primero, el 1N4001 tiene una corriente máxima en polarización directa de 1 A y una limitación de potencia de 1 W, así que el diodo está siendo sometido a sus límites con una resistencia de 10 Ω. Segundo, la tensión en la carga calculada con la tercera aproximación es 9,09 V, que está bastante de acuerdo con la tensión en la carga de la simulación en EWB, que era 9,054 V (Fig. 3-12*b*).

3-5. DETECCIÓN DE AVERÍAS

El estado de un diodo se puede averiguar fácilmente con un óhmetro para un amplio rango de valores. Se mide la resistencia en continua del diodo en cualquier dirección y después se invierten los terminales, efectuándose la misma medición. La corriente con polarización directa dependerá de la escala en la que se emplee el óhmetro, lo que significa que se obtendrán distintas lecturas en rangos diferentes.

Sin embargo, lo que hay que buscar principalmente es una diferencia de resistencia inversa a directa muy alta. Para los diodos de silicio comúnmente empleados en la electrónica la razón debe ser mayor que 1.000:1. Se debe

recordar usar un fondo de escala de resistencias altas para evitar la posibilidad de dañar el diodo.

El empleo de un óhmetro para probar diodos es un ejemplo de pruebas sí/no. Realmente no importa el valor exacto de la resistencia en continua del diodo; lo único que se desea saber es si el diodo tiene una resistencia pequeña con polarización directa y grande con polarización inversa. Los siguientes ejemplos son indicativos de problemas en el diodo: resistencia extremadamente pequeña en ambas direcciones (diodo en cortocircuito); resistencia muy elevada en ambas direcciones (diodo en circuito abierto); resistencia algo baja en la dirección inversa (llamado *diodo con fugas*).

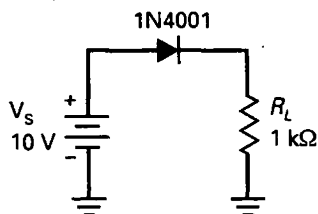


Figura 3-13. Detección de averías en un circuito.

EJEMPLO 3-10

La Figura 3-13 muestra el circuito con un diodo analizado antes. Supongamos que algo hace que el diodo se queme. ¿Qué síntomas observaríamos?

SOLUCIÓN

Cuando un diodo se quema, se convierte en un circuito abierto. En tal caso, la corriente es nula. Por tanto, si medimos la tensión en la carga, el voltímetro indicará cero.

EJEMPLO 3-11

Imaginemos que el circuito de la Figura 3-13 no funciona. Si la carga no está cortocircuitada, ¿cuál es el fallo?

SOLUCIÓN

Hay muchos fallos posibles. En primer lugar, el diodo podría estar en circuito abierto. En segundo lugar, la tensión de la fuente podría ser cero. Tercero, alguno de los conductores de conexión podría estar en circuito abierto.

¿Cómo se localiza el fallo? Medimos las tensiones para aislar el componente defectuoso. Luego desconectamos cualquier componente bajo sospecha y probamos su resistencia. Por ejemplo, primero podríamos medir la tensión en la carga y luego la tensión de la fuente. Si hay tensión en la fuente, pero no en la carga, el diodo puede estar en circuito abierto. Una prueba con el óhmetro decidirá. Si el diodo pasa la prueba del óhmetro, verifiquemos luego las conexiones, ya que no hay otra cosa que pudiese explicar la existencia de tensión en la fuente, pero no en la carga.

Si no hay tensión en la fuente, entonces la fuente de alimentación está defectuosa o bien una de las conexiones entre la fuente y el diodo está en circuito abierto. Los fallos en las fuentes de alimentación son muy comunes. A menudo, cuando el circuito electrónico no funciona, el problema se halla en la fuente de alimentación. Por esta razón, la mayoría de los que detectan averías comienzan midiendo la tensión de la fuente de alimentación.

3-6. ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

No hay nada mejor que el análisis de variables dependientes como ayuda para entender los circuitos. La idea es la que sigue. Cualquier circuito tiene variables independientes (como tensiones de alimentación y resistencia en las ramas) y variables dependientes (tensiones en las resistencias, corrientes, potencias, etc.). Cuando una variable independiente aumenta, cada una de las variables dependientes responderá, normalmente, aumentando o disminuyendo. Si entiende cómo funciona el circuito, entonces será capaz de predecir si una variable aumentará o disminuirá.

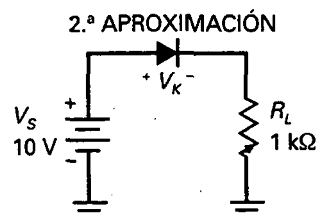


Figura 3-14. Análisis de variables dependientes de un circuito.

He aquí cómo funciona para un circuito como el representado en la Figura 3-14. Se aplica una tensión V_S de 10 V a un diodo en serie con una resistencia de carga R_L de 1 kΩ. En la segunda aproximación de un diodo, hay tres variables independientes para este circuito: V_S, R_L y V_K. Se incluye la tensión umbral como una variable independiente porque puede ser ligeramente diferente del valor ideal de 0,7 V. Hay cinco variables dependientes: V_L, I_L, P_D, P_L y P_T. Éstas son la tensión en la carga, la corriente por la carga, la potencia en el diodo, la potencia en la carga y la potencia total, respectivamente.

Supóngase que la tensión de la fuente V_S aumenta ligeramente, digamos un 10 por 100. ¿Cómo responderá cada una de las variables dependientes? Cada una de ellas puede aumentar (*A*), disminuir (*D*), o no mostrar cambio (*N*). He aquí alguno de los razonamientos que se podrían hacer al resolver este problema:

En la segunda aproximación, el diodo tiene una caída de tensión de 0,7 V. Si la tensión de la fuente aumenta ligeramente, la caída de tensión en el diodo sigue siendo de 0,7 V, lo que quiere decir que la tensión de la carga tiene que crecer. Un incremento en la corriente por la carga significa que las potencias en el diodo y en la carga deben aumentar. La potencia total es la suma de la potencia en el diodo y la potencia en la carga, por lo que la potencia total también lo hace.

La primera línea de la Tabla 3-1 resume el efecto de un pequeño crecimiento en la tensión de la fuente. Como se puede ver, se incrementa cada variable dependiente.

¿Qué pasaría si la resistencia de carga en la Figura 3-14 aumentase un poco? Como la tensión del diodo es constante en la segunda aproximación, la tensión de la carga no presenta ningún cambio, pero la corriente por la carga disminuirá. A su vez, esto implica una menor potencia en el diodo, menor potencia en la carga y menor potencia total. La segunda línea de la Tabla 3-1 sintetiza este caso.

Tabla 3-1. Análisis de variables dependientes

	V_L	I_L	P_D	P_L	P_T
V_S aumenta	*A*	*A*	*A*	*A*	*A*
R_L aumenta	*N*	*D*	*D*	*D*	*D*
V_K aumenta	*D*	*D*	*A*	*D*	*D*

Finalmente, considérese el efecto de la tensión umbral. Si ésta sufre un pequeño incremento en la Figura 3-14, las variables dependientes, excepto la potencia en el diodo, disminuyen, como se muestra en la tercera línea de la Tabla 3-1.

EJEMPLO 3-12

Veamos la Figura 3-21 (al final del capítulo). ¿Cómo emplearíamos lo visto en este apartado para hallar los cambios en las variables dependientes?

SOLUCIÓN

La idea es similar al Detector de Averías introducido en el Capítulo 1. Para evitar confusiones, siempre emplearemos un pequeño aumento en la variable independiente y hallaremos la respuesta de cada una de las variables dependientes. El primer recuadro muestra la respuesta a un pequeño incremento en la tensión de la fuente V_S. La respuesta para V_A viene dada por C3. En el recuadro grande titulado Respuestas, la C3 muestra una A, lo que significa aumento.

La forma en la que se puede practicar el análisis de variables dependientes para el circuito es la de seleccionar una variable independiente (V_S, R_1, R_2, R_3 o V_K). A continuación se elige cualquier variable dependiente en el cuadro (V_A, V_B, V_C, I_1, etc.). Luego se debe averiguar si la variable dependiente aumenta, disminuye o no muestra cambio. Para comprobar su respuesta, se lee la muestra y luego la solución.

Por ejemplo, ¿cómo afecta un incremento en la tensión umbral a la corriente en R_3? En la Figura 3-21, un divisor fijo de tensión excita el diodo en serie con los 100 kΩ. Por tanto, un pequeño aumento en la tensión umbral hará que disminuya la tensión en los 100 kΩ. Entonces, la ley de Ohm indica que I_3 debería disminuir. Para comprobar esta respuesta, observe el cuadro titulado V_K. I_3 muestra *A*3. Luego *A*3 lleva a *D*, lo cual quiere decir disminución. Nuestra solución es correcta.

Una aclaración final: no use la calculadora para el análisis de variables dependientes, ya que frustra el propósito de este tipo de análisis. El análisis de variables dependientes es similar al análisis de detección de averías porque el énfasis está en la lógica en vez de en las ecuaciones. El fin del análisis de variables dependientes consiste en entrenar la mente para conocer bien el funcionamiento del circuito. Esto se logra forzando a pensar cómo interactúan las diferentes partes del circuito.

3-7. CÓMO LEER UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

Buena parte de la información que el fabricante facilita en las hojas de características es oscura y de utilidad solamente para los que diseñan circuitos. Por esta razón únicamente estudiaremos aquella información de la hoja de características que describe parámetros que aparecen en este texto.

❑ Tensión inversa de ruptura

Comenzaremos con la hoja de características para un 1N4001, un diodo rectificador muy popular empleado en fuentes de alimentación (es decir, los que convierten una tensión alterna en una tensión continua).

En el Apéndice hallará la hoja de características para la serie de diodos del 1N4001 al 1N4007: siete diodos que tienen las mismas características con polarización directa, pero que difieren en sus características con polarización inversa. Estamos interesados en aprender a leer la hoja de características para el diodo IN4001 de esta familia. La primera información con el título de *Limitaciones máximas* es ésta:

	Símbolo	**1N4001**
Tensión inversa repetitiva de pico	V_{RRM}	50 V
Tensión inversa de pico de operación	V_{RWM}	50 V
Tensión de bloqueo en corriente continua	V_R	50 V

Estos tres símbolos especifican la ruptura en ciertas condiciones de funcionamiento. Lo único que hay que saber es que la tensión de ruptura para este diodo es de 50 V, independientemente de cómo se use. Esta ruptura se da porque en el diodo se produce la avalancha, con la que súbitamente aparece una cantidad enorme de portadores en la zona de deplexión. Para un diodo rectificador como el 1N4001, la ruptura es normalmente destructiva.

Para un 1N4001, una tensión inversa de 50 V supone la destrucción del diodo, lo que debe evitar el diseñador para cualquier condición de trabajo: por este motivo se incluye un *factor de seguridad.* No existe una regla absoluta acerca del valor que debe darse al factor de seguridad, ya que éste depende de muchos elementos de diseño. Un diseño conservador emplearía un factor de 2, lo que significa que no se permite que, en ninguna circunstancia, haya una tensión inversa mayor que 25 V aplicada al 1N4001. Un diseño menos cauteloso podría permitir hasta 40 V en el 1N4001.

En otras hojas de características, la tensión inversa de ruptura puede ser designada *PIV, PRV* o *BV.*

❑ Corriente máxima en polarización directa

Otro dato de interés es la corriente media en polarización directa, que aparece así en la hoja de características:

	Símbolo	**1N4001**
Corriente rectificada media en polarización directa (monofásica, carga resistiva, 60 Hz, T_A = 75 °C)	I_0	1 A

Este parámetro indica que el 1N4001 puede soportar hasta 1 A con polarización directa cuando se emplea como rectificador. En el capítulo siguiente se profundizará más acerca de la corriente rectificada media con polariza-

ción directa. Por el momento, lo único que necesita saber es que 1 A es el nivel de corriente con polarización directa para el cual el diodo se quema debido a una disipación excesiva de potencia.

De nuevo, 1 A debe ser para el diseñador una limitación máxima absoluta para el 1N4001; es decir, un nivel de corriente con polarización directa al que nunca deberá llegarse. Por ello, debe incluirse un factor de seguridad, posiblemente un factor de 2. En otras palabras, un diseño fiable debe garantizar que la corriente con polarización directa sea menor de 0,5 A en cualquier condición de funcionamiento. Los estudios de las averías de los dispositivos muestran que la vida de éstos es tanto más corta cuanto más cerca trabajen de las limitaciones máximas. Por esta razón, algunos diseñadores emplean factores de seguridad hasta de 10: 1. Un diseño realmente conservador mantendría la corriente máxima con polarización directa, para un 1N4001, en 0,1 A o menos.

❑ Caída de tensión en polarización directa

En las *Características eléctricas*, en el Apéndice, el primer dato mostrado es éste:

Características y condiciones	Símbolo	Valor típico	Valor máximo
Caída de tensión máxima instantánea en polarización directa (i_F = 1,0, T_j = 25 °C)	V_F	0,93 V	1,1 V

Estas mediciones se hacen con una señal alterna y, por ello, aparece la palabra *instantánea* en la especificación. El 1N4001 típico tiene una caída de tensión en polarización directa de 0,93 V cuando la corriente es de 1 A y la temperatura de la unión es de 25 °C. Si se prueban miles de 1N4001, se hallará que pocos de ellos tienen una caída tan alta como 1,1 V cuando la corriente es de 1 A.

❑ Corriente inversa máxima

Otra información de la hoja de características que vale la pena analizar es la siguiente:

Características y condiciones	Símbolo	Valor típico	Valor máximo
Corriente inversa	I_R		
T_j = 25 °C		0,05 μA	10 μA
T_j = 100 °C		1,0 μA	50 μA

Ésta es la corriente con polarización inversa a la tensión continua indicada (50 V para un 1N4001). A 25 °C, el 1N4001 típico tiene una corriente

inversa de 0,05 μA. Pero obsérvese cómo aumenta a 1 μA a 100 °C. En el peor de los casos, la corriente inversa es de 10 μA a 25 °C, y de 50 μA a 100 °C. Recuérdese que esta corriente inversa incluye la corriente producida térmicamente y la corriente superficial de fugas. De estos números se puede deducir que la temperatura podría ser importante. Un diseño basado en una corriente inversa de 0,05 μA trabajará muy bien a 25 °C con un 1N4001 típico, pero puede fallar en la producción en masa si el circuito tiene que funcionar en medios en los que la temperatura de la unión alcance los 100 °C.

3-8. CÓMO CALCULAR LA RESISTENCIA INTERNA

Si se trata de analizar con precisión un circuito con diodos, se necesitará saber cuál es la resistencia interna del diodo. Por lo general, la resistencia interna no viene dada por separado en las hojas de características, pero éstas incluyen la información suficiente para calcularla. Ésta es la fórmula para la resistencia interna:

$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \qquad (3\text{-}7)$$

donde V_1 e I_1 son la tensión y la corriente en algún punto en o sobre la tensión umbral; V_2 e I_2 son la tensión y la corriente en cualquier punto más alto sobre la curva del diodo.

Por ejemplo, la hoja de características del 1N4001 (véase el Apéndice) da una tensión con polarización directa de 0,93 V para una corriente de 1 A. Como se trata de un diodo de silicio, tiene una tensión umbral de aproximadamente 0,7 V, y una corriente cercana a cero. Por tanto, los valores que hay que emplear son $V_2 = 0{,}93$ V, $I_2 = 1$ A, $V_1 = 0{,}7$ V, $I_1 = 0$. Sustituyendo estos valores en la ecuación se obtiene una resistencia interna de:

$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{0{,}93\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{A} - 0\ \text{A}} = \frac{0{,}23\ \text{V}}{1\ \text{A}} = 0{,}23\ \Omega$$

Recordemos que la curva del diodo es una gráfica de la corriente en función de la tensión. La resistencia interna es igual a la inversa de la pendiente por encima de la tensión umbral. Cuanto mayor es la pendiente de la curva del diodo, menor es la resistencia. En otras palabras, cuanto más vertical es la curva después del umbral, más pequeño es el valor de la resistencia.

3-9. RESISTENCIA EN CONTINUA DE UN DIODO

Si se toma el cociente de la tensión total entre la corriente total de un diodo, se obtiene la resistencia en continua del diodo. En la zona de polarización directa, esta resistencia en continua se simboliza con R_F, y en la zona inversa, con R_R.

❑ Resistencia con polarización directa

Como el diodo es una resistencia no lineal, su resistencia en continua varía según la corriente. Considérense, por ejemplo, los pares siguientes de corriente y tensión con polarización directa para un 1N914: 10 mA a 0,65 V, 30 mA a 0,75 V y 50 mA a 0,85 V. En el primer punto, la resistencia en continua es:

$$R_F = \frac{0{,}65\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 65\ \Omega$$

En el segundo punto:

$$R_F = \frac{0{,}75\ \text{V}}{30\ \text{mA}} = 25\ \Omega$$

Y en el tercer punto:

$$R_F = \frac{0{,}85\ \text{mA}}{50\ \text{mA}} = 17\ \Omega$$

Obsérvese cómo la resistencia en continua disminuye al aumentar la corriente. En cualquier caso, la resistencia con polarización directa es pequeña comparada con la resistencia en polarización inversa.

❑ Resistencia con polarización inversa

Considérense ahora los dos puntos de valores de corriente y tensión en polarización inversa para el 1N914: 25 μA a 20 V; 5 μA a 75 V. En el primer punto, la resistencia en continua vale:

$$R_R = \frac{20\ \text{V}}{25\ \text{nA}} = 800\ \text{M}\Omega$$

Y en el segundo punto:

$$R_R = \frac{75\ \text{V}}{5\ \mu\text{A}} = 15\ \text{M}\Omega$$

Se puede apreciar cómo la resistencia en continua disminuye al acercarnos a la tensión de ruptura (75 V).

❑ Resistencia en continua frente a resistencia interna

La resistencia en continua de un diodo es diferente de la resistencia interna. La resistencia en continua de un diodo es igual a la resistencia interna *más* el efecto de la barrera de potencial. En otras palabras, la resistencia en continua de un diodo es su resistencia total, mientras que la resistencia interna es

la resistencia de sólo las zonas *p* y *n*. Por esta razón, la resistencia en continua de un diodo es siempre más grande que la resistencia interna.

3-10. RECTAS DE CARGA

Esta sección se ocupa de la *recta de carga*, una herramienta empleada para hallar el valor exacto de la corriente y la tensión del diodo. Las rectas de carga son especialmente útiles para los transistores, por lo que más adelante, en la parte relativa a éstos, se dará una explicación detallada acerca de ellas.

❑ Ecuación para la recta de carga

¿Cómo se pueden hallar la corriente y la tensión exactas del diodo de la Figura 3-15*a*? La corriente a través de la resistencia es:

$$I_D = \frac{V_S - V_D}{R_S} \tag{3-8}$$

Como los componentes están conectados en serie, la corriente es la misma a través del diodo.

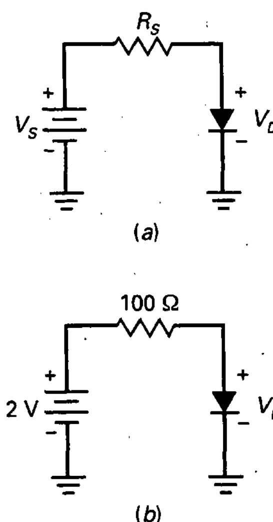


Figura 3-15. Análisis de rectas de carga.

❑ Un ejemplo

Si la tensión de la fuente es de 2 V y la resistencia es de 100 Ω, como se muestra en la Figura 3-15*b*, la Ecuación (3-8) se convierte en:

$$I_D = \frac{2 - V_D}{100} \tag{3-9}$$

La Ecuación (3-9) es una relación lineal entre la corriente y la tensión. Si se traza la gráfica de esta ecuación, se obtiene una línea recta. Por ejemplo, sea V_D igual a cero. Entonces:

$$I_D = \frac{2\text{ V} - 0\text{ V}}{100\ \Omega} = 20\text{ mA}$$

Al dibujar este punto (I_D = 20 mA, V_D = 0), se localiza sobre el eje vertical en la Figura 3-16. A este punto se le llama de *saturación* porque representa la corriente máxima con 2 V a través de 100 Ω.

Ahora veamos cómo obtener otro punto. Sea V_D igual a 2 V. Entonces la Ecuación (3-9) da:

$$I_D = \frac{2\text{ V} - 2\text{ V}}{100\ \Omega} = 0$$

Cuando se halla este punto (I_D = 0, V_D = 2 V) se obtiene el punto mostrado sobre el eje horizontal (Fig. 3-16). A este punto se le llama de *corte* porque representa la corriente mínima.

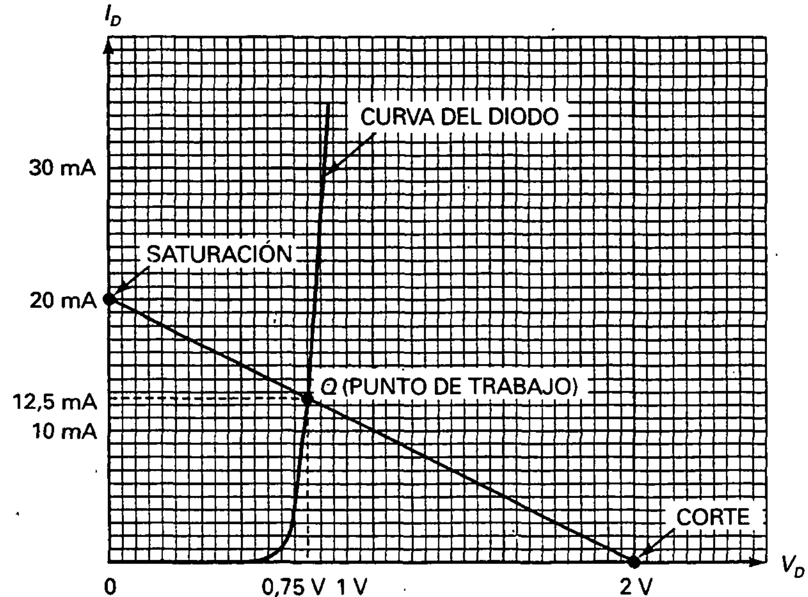


Figura 3-16. El punto Q es la intersección de la curva del diodo con la recta de carga.

Eligiendo otras tensiones se pueden calcular y trazar puntos adicionales. Como la Ecuación (3-9) es lineal, todos los puntos estarán sobre la línea recta mostrada en la Figura 3-16. La línea recta recibe el nombre de *recta de carga.*

❑ El punto *Q*

La Figura 3-16 muestra la gráfica de una recta de carga y la curva de un diodo. El punto de intersección, conocido como punto Q, representa una solución simultánea. En otras palabras, el punto Q es el único punto en la gráfica que funciona a la vez para el diodo y para el circuito. Leyendo las coordenadas del punto Q se obtiene para el diodo una corriente aproximada de 12,5 mA y una tensión de 0,75 V.

A propósito, el punto Q no tiene ninguna relación con la figura de mérito de una bobina. En la explicación que nos ocupa, Q es una abreviación de «quiescent», que significa «en reposo». El punto Q de circuitos de semiconductores se discute en capítulos posteriores.

3-11. DIODOS DE MONTAJE SUPERFICIAL

Los diodos de montaje superficial (SM: *Surface Mounted*) se pueden encontrar en cualquier parte donde haya necesidad de una aplicación con diodos. Los diodos SM son pequeños, eficientes, y relativamente fáciles de comprobar, sacar y cambiar en una placa de circuito impreso. Aunque existen varios estilos de encapsulado para montaje en superficie, dos estilos básicos dominan la industria: SM (montaje superficial) y SOT (*Small Outline Transistor*).

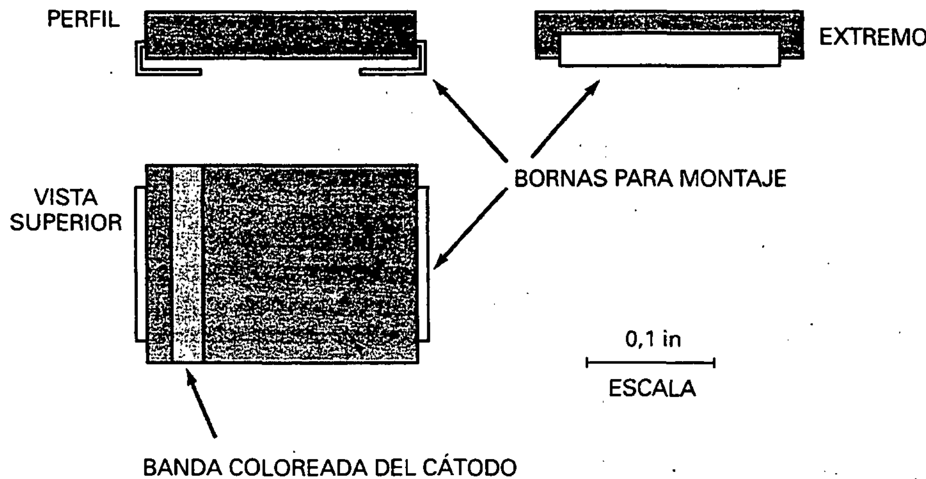


Figura 3-17. Los encapsulados SM de dos terminales usados para diodos SM.

El encapsulado SM tiene dos bornas dobladas en *L* y una banda coloreada en un extremo del cuerpo para indicar la borna correspondiente al cátodo. La Figura 3-17 muestra las dimensiones típicas (1 in = 2,54 cm). La longitud y el ancho del encapsulado SM se relacionan con la limitación de corriente del dispositivo. Cuanto mayor es el área de la superficie mayor es el límite de corriente. Así, un diodo SM limitado a 1 A debería tener un área de 0,434 por 0,276 cm. La versión de 3 A, por otro lado, debería medir 0,624 por 0,566 cm. El grosor suele ser de unos 0,247 cm, para todos los límites de corriente.

Incrementar el área de superficie de un diodo SM aumenta su habilidad para disipar calor. Además, el correspondiente incremento de anchura de los terminales de montaje hace lo mismo con la conductividad térmica a un sumidero virtual de calor formado por las soldaduras, masas del montaje y tarjeta del circuito en sí.

Los encapsulados SOT-23 tienen tres terminales con forma de *ala de gaviota* (Fig. 3-18). Los terminales se numeran en el sentido contrario de las agujas del reloj desde arriba, estando el pin 3 aislado en uno de los lados. Sin

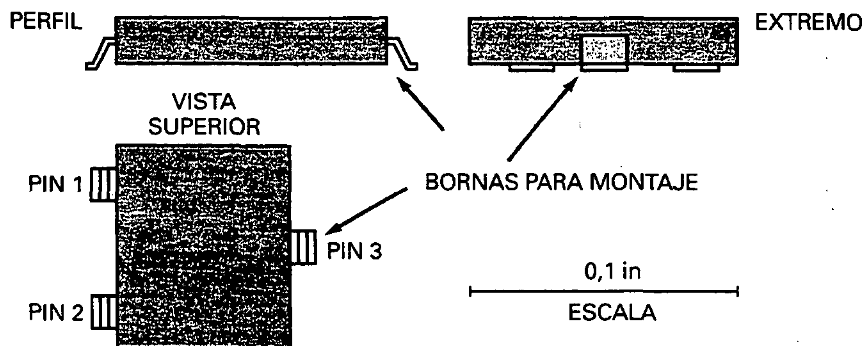


Figura 3-18. El SOT-23 es un encapsulado de transistor con tres terminales usado habitualmente para diodos SM.

embargo, no existen marcas estandarizadas para indicar cuáles son los terminales que se usan para el ánodo y el cátodo. Para determinar las conexiones internas del diodo se pueden buscar pistas impresas en el circuito, comprobar el esquema eléctrico o consultar el libro de características del fabricante. Algunos encapsulados de estilo SOT incluyen dos diodos que tienen una conexión de ánodo o cátodo común en uno de los terminales.

Los diodos encapsulados en SOT-23 son pequeños, con ninguna dimensión excediendo 0,24 cm. Su reducido tamaño hace difícil disipar grandes cantidades de calor, así que los diodos suelen estar limitados a corrientes menores que 1 A. El pequeño tamaño también hace poco práctico el etiquetado con códigos de identificación. Como ocurre con muchos de los dispositivos SM diminutos, se tiene que determinar el PIN a partir de otras pistas en la tarjeta de circuito impreso y el esquema eléctrico.

RESUMEN

Sección 3-1. Ideas básicas

Un diodo es un dispositivo no lineal. La tensión umbral es aproximadamente 0,7 V para un diodo de silicio, donde la curva directa gira hacia arriba. La resistencia interna es la resistencia óhmica de las zonas *p* y *n*. Los diodos tienen una corriente en polarización directa máxima y una limitación de potencia.

Sección 3-2. El diodo ideal

Ésta es la primera aproximación para un diodo. El circuito equivalente es un interruptor que se cierra cuando está polarizado en directa y se abre cuando lo está en inversa.

Sección 3-3. La segunda aproximación

En esta aproximación visualizamos un diodo de silicio como un interruptor en serie con una tensión umbral de 0,7 V. Si la tensión de Thevenin que ve el diodo es mayor de este valor, se cierra el interruptor.

Sección 3-4. La tercera aproximación

Rara vez la utilizamos porque, normalmente, la resistencia interna es suficientemente pequeña y se puede ignorar. En esta aproximación, visualizamos el diodo como un interruptor en serie con una tensión umbral y una resistencia interna.

Sección 3-5. Detección de averías

Cuando se sospecha que el problema está en un diodo, se emplea un óhmetro para verificar su resistencia en cada sentido. Deberá obtenerse una resistencia pequeña en un sentido y una resistencia elevada en el sentido opuesto, al menos en una relación de 1 a 1.000. Recuérdese usar un fondo de escala de resistencias altas para evitar dañar el diodo.

Sección 3-6. Análisis de variables dependientes

En este tipo de análisis no hacen falta cálculos. Todo lo que se busca es *aumenta, disminuye* o *sin cambios.* Cuando se sabe de antemano cómo deberá responder una variable dependiente ante cambios de una variable independiente, será más fácil tener éxito en la búsqueda de averías, análisis y diseño.

Sección 3-7. Cómo leer una hoja de características

Las hojas de características son útiles para los diseñadores de circuitos y lo pueden ser para un reparador técnico a la hora de seleccionar el dispositivo sustituto que a veces se requiere. Las hojas de características de diferentes fabricantes contienen información similar pero se usan diferentes símbolos para indicar distintas condiciones de funcionamiento. Las hojas de características de los diodos pueden enumerar las siguientes: tensión de ruptura (V_R, V_{RRM}, V_{RWM}, PIV, PRV, BV), máxima corriente en directa ($I_{F(\text{máx})}$, $I_{F(\text{av})}$, I_o), caída de tensión en directa ($V_{F(\text{máx})}$, V_F) y máxima corriente en inversa ($I_{F(\text{máx})}$, I_{RRM}).

Sección 3-8. Cómo calcular resistencias internas

Se necesitan dos puntos en la zona directa de la tercera aproximación. Un punto puede ser 0,7 V con corrien-

te 0. El segundo proviene de la hoja de características a corrientes altas donde se especifica una tensión y una corriente.

Sección 3-9. Resistencia en continua de un diodo

La resistencia en continua es igual a la tensión del diodo dividida por la corriente en algún punto de la curva de funcionamiento. Esta resistencia es la que medirá un óhmetro. La resistencia en continua tiene limitadas aplicaciones, aparte de comentar que es pequeña en polarización directa y grande en inversa.

Sección 3-10. Rectas de carga

La corriente y la tensión en un circuito con un diodo tendrá que satisfacer tanto la curva del diodo como la ley de Ohm para la resistencia de carga. Estos son dos requisitos diferentes que gráficamente se traducen en la intersección de la curva del diodo con la recta de carga.

DEFINICIONES

(3-1) Tensión umbral del silicio:



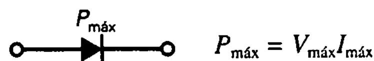
$V_K \approx 0{,}7$ V

(3-2) Resistencia interna:



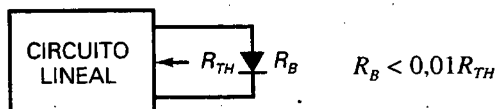
$R_B = R_P + R_N$

(3-4) Máxima disipación de potencia:



$P_{máx} = V_{máx}I_{máx}$

(3-6) Ignorar resistencia interna:



$R_B < 0{,}01R_{TH}$

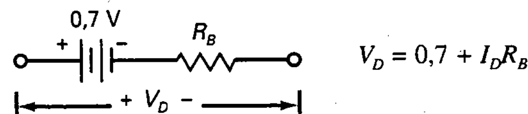
DERIVACIONES

(3-3) Disipación de potencia del diodo:



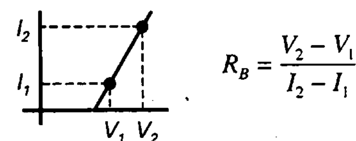
$P_D = V_D I_D$

(3-5) Tercera aproximación:



$V_D = 0{,}7 + I_D R_B$

(3-7) Resistencia interna:



$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$

CUESTIONES

1. Cuando la representación de la corriente en función de la tensión es una línea recta, el dispositivo se conoce como
   a) Activo
   b) Lineal
   c) No lineal
   d) Pasivo
2. ¿Qué clase de dispositivo es una resistencia?
   a) Unilateral
   b) Lineal
   c) No lineal
   d) Bipolar
3. ¿Qué clase de dispositivo es un diodo?
   a) Bilateral
   b) Lineal
   c) No lineal
   d) Unipolar
4. ¿Cómo está polarizado un diodo que no conduce?
   a) Directamente
   b) Al revés
   c) Insuficientemente
   d) Inversamente
5. Cuando la corriente por el diodo es grande, la polarización es
   a) Directa
   b) Al revés
   c) Escasa
   d) Inversamente

6. La tensión umbral de un diodo es aproximadamente igual a
   a) La tensión aplicada
   b) La barrera de potencial
   c) La tensión de ruptura
   d) La tensión con polarización directa
7. La corriente inversa consiste en la corriente de portadores minoritarios y
   a) La corriente de avalancha
   b) La corriente con polarización directa
   c) La corriente superficial de fugas
   d) La corriente Zener
8. En la segunda aproximación, ¿qué tensión hay en un diodo de silicio polarizado en directo?
   a) 0 V
   b) 0,3 V
   c) 0,7 V
   d) 1 V
9. En la segunda aproximación, ¿qué corriente hay en un diodo de silicio polarizado en inversa?
   a) 0
   b) 1 mA
   c) 300 mA
   d) Ninguna de las anteriores
10. En la aproximación ideal, ¿cuál es la tensión en el diodo polarizado en directa?
   a) 0 V
   b) 0,7 V
   c) Mayor que 0,7 V
   d) 1 V
11. La resistencia interna de un 1N4001 es
   a) 0 c) 10 Ω
   b) 0,23 Ω d) 1 kΩ
12. Si la resistencia interna es nula, la curva por encima de la tensión umbral es
   a) Horizontal
   b) Vertical
   c) Inclinada 45°
   d) Ninguna de las anteriores
13. El diodo ideal es generalmente adecuado para
   a) Detección de averías
   b) Hacer cálculos precisos
   c) Cuando la tensión de la fuente es pequeña
   d) Cuando la resistencia de carga es pequeña
14. La segunda aproximación funciona bien para
   a) Detección de averías
   b) Cuando la resistencia de carga es grande
   c) Cuando la tensión de la fuente es grande
   d) Todas las anteriores
15. La única ocasión en la que es necesario utilizar la tercera aproximación es cuando
   a) La resistencia de carga es pequeña
   b) La tensión de la fuente es muy grande
   c) Se detectan averías
   d) Ninguna de las anteriores
16. ¿Cuál es la corriente en el circuito de la Figura 3-19 si el diodo es ideal?
   a) 0 c) 15 mA
   b) 14,3 mA d) 50 mA

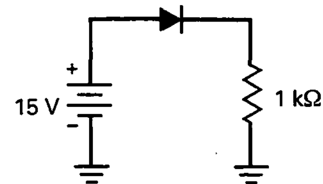


Figura 3-19

17. ¿Cuál es la corriente en el circuito de la Figura 3-19 si se emplea la segunda aproximación?
   a) 0 c) 15 mA
   b) 14,3 mA d) 50 mA
18. ¿Cuál es la corriente por la resistencia de carga en la Figura 3-19 si se emplea la tercera aproximación?
   a) 0 c) 15 mA
   b) 14,3 mA d) 50 mA
19. Si el diodo está abierto en la Figura 3-19, la tensión en la carga es
   a) 0 c) 20 V
   b) 14,3 V d) −15 V
20. Si la resistencia de la Figura 3-19 no estuviese puesta a masa, la tensión medida entre la parte superior de la resistencia y la masa sería de
   a) 0 V c) 20 V
   b) 14,3 V d) −15 V
21. La tensión en la carga es cero en la Figura 3-19. El problema puede deberse a
   a) Un diodo en cortocircuito
   b) Un diodo abierto
   c) Una resistencia de carga abierta
   d) Demasiada tensión de la fuente de alimentación

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

Para las siguientes preguntas, siempre que sea posible dibuje circuitos, gráficas o cualquier figura que pueda ayudarle a ilustrar sus respuestas. Si usted puede combinar las respuestas y dibujos en su explicación, es más probable que haya entendido de qué está hablando. También, si está en privado, simule que está en una entrevista de trabajo y hable en alto. Esta práctica facilitará las cosas cuando la entrevista sea real.

1. ¿Ha oído usted hablar alguna vez de un diodo ideal? Si es así, dígame qué es y cuándo se puede usar.

2. Una de las aproximaciones para un diodo es la segunda aproximación. Dígame cuál es el circuito equivalente y cuándo conduce un diodo de silicio.
3. Dibuje la curva del diodo y explique sus diferentes partes.
4. Un circuito en mi banco de pruebas del laboratorio destruye un nuevo diodo cada vez que lo conecto a él. Si tuviera una hoja de características del diodo, ¿cuáles son algunas de las cantidades que necesito comprobar?
5. En términos simples describa cómo actúa un diodo cuando se polariza en directa y cuando se polariza en inversa.
6. ¿Cuál es la diferencia entre la tensión umbral típica de un diodo de germanio y uno de silicio?
7. ¿Cuál será una buena técnica para determinar la corriente a través de un diodo sin romper el circuito?
8. Si usted sospecha que hay un diodo defectuoso en una tarjeta de circuito impreso, ¿qué pasos seguiría para determinar si está realmente defectuoso?
9. Para que un diodo sea útil, ¿cuánto más grande ha de ser la resistencia inversa respecto a la directa?
10. ¿Cómo debería conectar un diodo para prevenir que una segunda batería se descargue en un vehículo de recreo y, aun así, permitir que se cargue con el alternador?
11. ¿Qué instrumentos puede usar para comprobar un diodo dentro y fuera de un circuito?
12. Describa el funcionamiento en detalle de un diodo. Incluya portadores mayoritarios y portadores minoritarios en su descripción.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 3-1. Ideas básicas

3-1. Un diodo está en serie con una resistencia de 220 Ω. Si la tensión en la resistencia es de 4 V, ¿cuál es la corriente por el diodo?

3-2. Un diodo tiene una tensión de 0,7 V y una corriente de 50 mA. ¿Cuál es la potencia en el diodo?

3-3. Dos diodos están conectados en serie. El primer diodo tiene una tensión de 0,75 V y el segundo tiene una tensión de 0,8 V. Si la corriente en el primer diodo es de 500 mA, ¿cuál es la corriente en el segundo diodo?

Sección 3-2. El diodo ideal

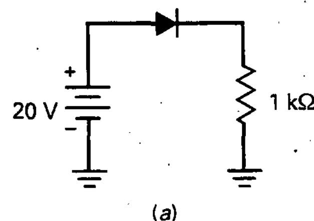
3-4. Calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia del diodo y la potencia total para el circuito de la Figura 3-20*a*.

3-5. Si el valor de la resistencia se duplica en la Figura 3-20*a*, ¿cuál será la corriente por la carga?

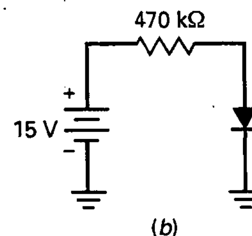
3-6. Calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia del diodo y la potencia total para el circuito de la Figura 3-20*b*.

3-7. Si en la Figura 3-20*b* se duplica el valor de la resistencia, ¿cuál será la corriente por la carga?

3-8. Si la polaridad del diodo se invierte en la Figura 3-20*b*, ¿cuál será la corriente por el diodo? ¿Y la tensión en el diodo?



(*a*)



(*b*)

Figura 3-20

Sección 3-3. La segunda aproximación

3-9. Para la Figura 3-20*a*, calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia en el diodo y la potencia total.

3-10. Si el valor de la resistencia se duplica en la Figura 3-20*a*, ¿cuál será el valor de la corriente por la carga?

3-11. Para el circuito de la Figura 3-20*b*, calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia en el diodo y la potencia total.

3-12. Si en la Figura 3-20*b* el valor de la resistencia se duplica, ¿cuál será la corriente por la carga?

3-13. Si la polaridad del diodo se invierte en la Figura 3-20*b*, ¿cuál será la corriente en el diodo? ¿Y la tensión del diodo?

Sección 3-4. La tercera aproximación

3-14. Para el circuito de la Figura 3-20*a*, calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia en el diodo y la potencia total (R_B = 0,23 Ω).

3-15. Si en la Figura 3-20*a* el valor de la resistencia se duplica, ¿cuál será el valor de la corriente por la carga? (R_B = 0,23 Ω).

3-16. Para la Figura 3-20*b*, calcule la corriente, la tensión y la potencia en la carga, así como la potencia en el diodo y la potencia total (R_B = = 0,23 Ω).

3-17. ¿Cuál será el valor de la corriente por la carga, si en la Figura 3-20*b* el valor de la resistencia se duplica? (R_B = 0,23 Ω).

3-18. Si en la Figura 3-20*b* se invierte la polaridad del diodo, ¿cuál será el valor de la corriente por el diodo? ¿Y la tensión del diodo?

Sección 3-5. Detección de averías

3-19. Suponga que la tensión en el diodo de la Figura 3-21*a* es de 5 V. ¿Está el diodo abierto o en cortocircuito?

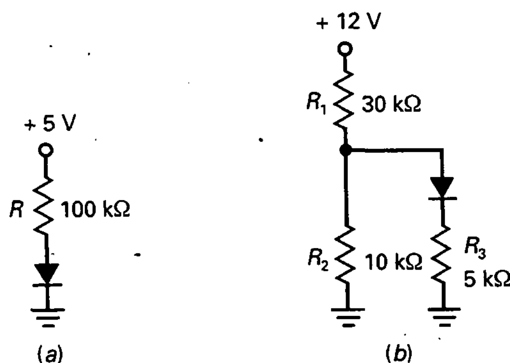


Figura 3-21

3-20. Por alguna razón, *R* se pone en cortocircuito en la Figura 3-21*a*. ¿Cuál será la tensión del diodo? ¿Qué pasará con el diodo?

3-21. Se mide 0 V en el diodo de la Figura 3-21*a*. A continuación se comprueba la tensión de la fuente y lee +5 V con respecto a masa. ¿Cuál es la avería en el circuito?

3-22. En la Figura 3-21*b* se mide un potencial de +3 V en la unión de R_1 y R_2. (Recuerde que los potenciales se miden siempre con respecto a tierra.) A continuación mide 0 V en la unión del diodo y la resistencia de 5 kΩ. Mencione algunos fallos posibles.

3-23. Se mide 0 V en la unión de R_1 y R_2 de la Figura 3-21*b*. ¿Cuáles son algunas de las cosas que podrían estar fallando en este circuito?

Sección 3-7. Cómo leer una hoja de características

3-24. ¿Qué diodo elegiría en la serie 1N4001 si tuviese que soportar una tensión inversa de pico repetitiva de 700 V?

3-25. La hoja de características muestra una banda en un extremo del diodo. ¿Cómo se llama esta banda? La flecha del diodo del símbolo eléctrico, ¿apunta hacia esta banda o se aleja de ella?

3-26. El agua en ebullición tiene una temperatura de 100 °C. Si un 1N4001 se cae en un recipiente con agua hirviendo, ¿se destruirá o no? Justifique su respuesta.

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

3-27. A continuación se ofrece una lista con algunos diodos y sus especificaciones para las peores condiciones:

Diodo	I_F	I_R
1N914	10 mA a 1 V	25 nA a 20 V
1N4001	1 A a 1,1 V	10 μA a 50 V
1N1185	10 A a 0,95 V	4,6 mA a 100 V

Calcule la resistencia con polarización directa e inversa para cada uno de estos diodos.

3-28. En la Figura 3-21*a*, ¿qué valor debe tener R_B para que la corriente por el diodo sea aproximadamente de 10 mA?

3-29. ¿Cuál debe ser el valor de R_2 en la Figura 3-21*b* para que la corriente por el diodo sea de 0,25 mA?

3-30. Un diodo de silicio tiene una corriente con polarización directa de 50 mA a 1 V. Aplique la tercera aproximación para calcular la resistencia interna.

3-31. Dado un diodo de silicio con una corriente inversa de 5 μA a 25 °C y 100 μA a 100 °C, calcule la corriente superficial de fugas.

3-32. En la Figura 3-21*b*, la alimentación se desconecta y el extremo superior de R_1 se pone a masa. A continuación se emplea un óhmetro para leer las resistencias con polarización directa e inversa del diodo. Las dos lecturas resultan ser idénticas. ¿Cuál es la lectura del óhmetro?

3-33. Algunos sistemas, como las alarmas antirrobos y los ordenadores, emplean una reserva de baterías para el caso de que la fuente de alimentación principal fallase. Describa cómo funciona el circuito de la Figura 3-22.

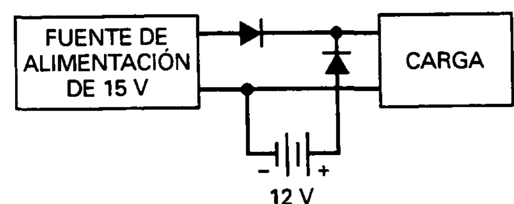


Figura 3-22

ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

Emplee la Figura 3-23 para los problemas restantes. Suponga aumentos aproximados del 10 por 100 en cada variable independiente y use la segunda aproximación para un diodo.

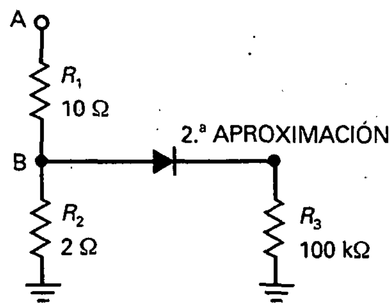
3-34. Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado V_S. Compruebe sus contestaciones. Luego, conteste la pregunta siguiente tan directa y sencillamente como le sea posible: ¿qué efecto tiene un aumento de la tensión de la fuente sobre las variables dependientes del circuito?

3-35. Deduzca la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_1. Verifique sus contestaciones. Luego, en una o dos frases, resuma sus conclusiones.

3-36. Dé la solución a cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_2. Verifique sus contestaciones. Enumere las variables dependientes que disminuyen y explique por qué disminuyen, empleando la ley de Ohm o ideas básicas similares.

3-37. Señale la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_3. Enumere las variables dependientes que no cambian y explique por qué no cambian.

3-38. Obtenga la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado V_K. Enumere las variables dependientes que disminuyen y explique por qué disminuyen.



	1	2	3	4	5	6
A	A	A	D	D	A	D
B	A	D	A	A	N	D
C	D	N	A	D	N	N
D	D	A	N	A	D	A
E	A	A	N	D	D	A
F	N	N	D	A	N	A

RESPUESTAS

V_S	R_1	R_2	R_3	V_K
V_A: C3	V_A: C2	V_A: C6	V_A: F1	V_A: E3
V_B: A5	V_B: B6	V_B: A1	V_B: B5	V_B: F1
V_C: E6	V_C: F3	V_C: D6	V_C: F2	V_C: C4
I_1: B1	I_1: A3	I_1: B2	I_1: B1	I_1: D3
I_2: E2	I_2: C1	I_2: C4	I_2: F5	I_2: F5
I_3: D4	I_3: A6	I_3: F4	I_3: E4	I_3: A3
P_1: A2	P_1: E5	P_1: D5	P_1: C2	P_1: C2
P_2: B4	P_2: D1	P_2: B3	P_2: F1	P_2: E3
P_3: F6	P_3: A4	P_3: E1	P_3: D5	P_3: A4

Figura 3-23. Análisis de variables dependientes.

CAPÍTULO 4

Circuitos con diodos

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Dibujar el esquema de un circuito rectificador de media onda y explicar su funcionamiento.
- ➤ Comprender el papel del transformador de entrada en las fuentes de alimentación.
- ➤ Trazar el esquema de un circuito rectificador de onda completa y comentar su funcionamiento.
- ➤ Dibujar el esquema de un puente rectificador y explicar su funcionamiento.
- ➤ Encontrar las tres principales características de un diodo rectificador en una hoja de características de un catálogo.
- ➤ Explicar cómo funciona un recortador y dibujar formas de onda.
- ➤ Exponer el funcionamiento de un cambiador de nivel de continua y trazar sus formas de onda.
- ➤ Describir el modo en el que operan los multiplicadores de tensión.
- ➤ Comprender el funcionamiento y la necesidad del condensador de entrada como filtro dentro de la fuente de corriente.

VOCABULARIO

- cambiador de nivel de continua
- circuito integrado
- circuito integrado de regulación de tensión
- condensador polarizado
- corriente inicial
- corriente por la carga unidireccional
- detector de pico
- filtro
- filtro con condensador a la entrada
- filtro de choque
- filtro pasivo
- forma de onda
- fuente de alimentación
- multiplicador de tensión
- polarización
- recortador
- rectificador
- resistencia inicial
- rizado
- señal de media onda
- tensión inversa de pico
- valor de continua de la señal

La mayoría de los dispositivos electrónicos, televisores, equipo estéreo y ordenadores necesitan una tensión continua para funcionar correctamente. Como las líneas de tensión son alternas, la primera cosa que necesitamos hacer es convertir la tensión de línea alterna en tensión continua. La parte del dispositivo electrónico que produce esta tensión continua se llama fuente de potencia. Dentro de las fuentes de potencia hay circuitos que permiten que la corriente fluya sólo en una dirección. Estos circuitos se llaman rectificadores. Este capítulo explica los circuitos rectificadores, filtros, recortadores, cambiadores de nivel de continua y multiplicadores de tensión.

4-1. RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

La Figura 4-1*a* muestra un circuito rectificador de media onda. La fuente de corriente alterna produce una tensión sinusoidal. Suponiendo un diodo ideal, la mitad positiva del ciclo de la tensión de fuente polarizará el diodo en

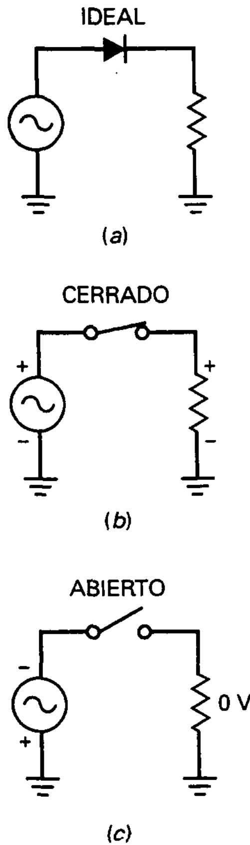


Figura 4-1. *a*) Rectificador ideal de media onda; *b*) en la mitad positiva del ciclo; *c*) en la mitad negativa del ciclo.

directa. Como el interruptor está cerrado, como se muestra en la Figura 4-1*b*, la mitad positiva del ciclo de la tensión de fuente aparecerá a través de la resistencia de carga. En la mitad negativa del ciclo, el diodo está polarizado en inversa. En este caso el diodo ideal aparecerá como un interruptor abierto y no hay tensión a través de la resistencia de carga (Fig. 4-1*c*).

❑ Formas de onda ideales

La Figura 4-2*a* muestra una representación gráfica de la forma de onda de la tensión de entrada. Es una onda sinusoidal con un valor instantáneo v_{in} y un valor de pico de $V_{p(in)}$. Una sinusoide pura como ésta tiene un valor medio de cero en un ciclo porque cada tensión instantánea tiene una tensión igual y opuesta medio ciclo después. Si se mide esta tensión con un voltímetro de continua, se leerá 0 porque un voltímetro de continua indica el valor medio.

En el rectificador de media onda de la Figura 4-2*b*, el diodo está conduciendo durante las mitades positivas de los ciclos pero no está conduciendo durante las mitades negativas. A causa de esto, el circuito recorta las mitades negativas de los ciclos, como se muestra en la Figura 4-2*c*. Denominamos a una forma de onda como ésta una *señal de media onda*. Esta tensión de media onda produce una *corriente por la carga unidireccional*. Esto significa que sólo circula en una dirección.

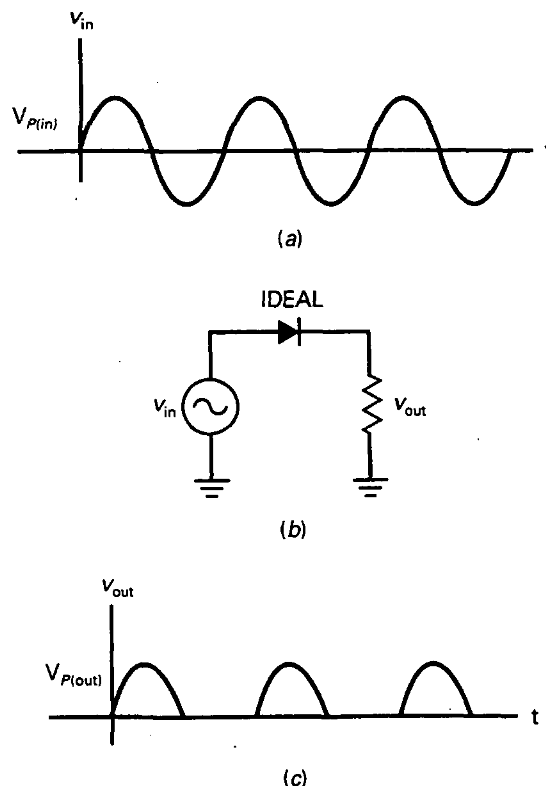


Figura 4-2. *a*) Entrada a un rectificador de media onda; *b*) circuito; *c*) salida de un rectificador de media onda.

Una señal de media onda como la de la Figura 4-2*c* es una tensión continua pulsante que se incrementa a un máximo, decrece a cero, y después permanece en 0 durante la mitad negativa del ciclo.

Éste no es el tipo de tensión continua que necesitamos para los equipos electrónicos. Lo que necesitamos es una tensión constante, la misma que se obtiene de una batería. Para obtener este tipo de tensión, necesitamos filtrar la señal de media onda (se expone más tarde en este capítulo).

Cuando se detectan averías, se puede usar el diodo ideal para analizar el rectificador de media onda. Es útil recordar que la tensión de salida de pico es igual a la tensión de entrada de pico:

$$\text{Media onda ideal: } V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} \qquad (4\text{-}1)$$

❑ Valor de continua de la señal de media onda

El valor de continua de una señal es el mismo que el valor medio. Si usted mide una señal con un voltímetro de continua, la lectura será igual al valor medio.

En cursos básicos se deriva el valor de continua de una señal de media onda. La fórmula es:

$$\text{Media onda: } V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} \qquad (4\text{-}2)$$

La prueba de esta derivación requiere algunos cálculos porque hay que deducir el valor medio sobre un ciclo.

Como $1/\pi \approx 0{,}318$, se puede ver la Ecuación (4-2) escrita de la siguiente forma:

$$V_{dc} \approx 0{,}318V_p$$

Cuando la ecuación se escribe de esta manera, es posible que el valor de continua o medio sea igual a 31,8 por 100 del valor de pico. Por ejemplo, si la tensión de pico de la señal de media onda es 100 V, la tensión continua o media vale 31,8 V.

❑ Frecuencia de salida

La frecuencia de salida es la misma que la frecuencia de entrada. Esto tiene sentido cuando se compara la Figura 4-2*c* con la Figura 4-2*a*. Cada ciclo de la tensión de entrada produce un ciclo de la tensión de salida. Por tanto, podemos escribir:

$$\text{Media onda: } f_{out} = f_{in} \qquad (4\text{-}3)$$

Se empleará esta derivación más tarde con los filtros.

❑ Segunda aproximación

No obtenemos una tensión de media onda perfecta a través de la resistencia de carga. A causa de la barrera de potencial, el diodo no se activa hasta que la tensión de la fuente alterna alcanza aproximadamente 0,7 V. Cuando la tensión de pico de la fuente es mucho mayor que 0,7 V, la tensión en la carga recordará a una señal de media onda. Por ejemplo, si la tensión de pico de fuente es 100 V, la tensión en la carga será muy cercana a una tensión de media onda. Si la tensión de pico de la fuente es sólo 5 V, la tensión en la carga tendrá un pico de sólo 4,3 V. Cuando necesitamos obtener una mejor respuesta, se puede usar esta derivación:

$$2.^{a}\text{ media onda: } V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} - 0{,}7\text{ V} \tag{4-4}$$

❑ Aproximaciones superiores

La mayoría de los diseñadores se aseguran de que la resistencia interna sea mucho menor que la resistencia de Thevenin que ve el diodo. A causa de esto podemos ignorar la resistencia interna en la mayoría de los casos. Si se necesita tener mayor precisión que la que puede obtener con la segunda aproximación, se debería usar un ordenador y un simulador de circuitos como *Electronics Workbench* (EWB).

EJEMPLO 4-1

La Figura 4-3 muestra un rectificador de media onda que usted puede construir en el laboratorio o en un ordenador con EWB. Se pone un osciloscopio sobre 1 kΩ. Esto nos mostrará la tensión en la carga de media onda. También se pone un polímetro al través de 1 kΩ para leer la tensión en la carga en continua. Calcule los valores teóricos de la tensión de pico en la carga y la tensión continua en la carga. Después, compare estos valores con las lecturas del osciloscopio y polímetro.

SOLUCIÓN

En la Figura 4-3 aparece una fuente alterna de 10 V y 60 Hz. Las representaciones normalmente muestran las fuentes de tensión alternas, valores eficaces o rms. Recordemos que el valor eficaz es el valor de una tensión continua que produce el mismo efecto calorífico que una tensión alterna.

Como la tensión de la fuente es 10 V rms, lo primero que hay que hacer es calcular el valor de pico de la fuente alterna. Usted sabe por cursos anteriores que el valor rms de un seno es igual a:

$$V_{rms} = 0{,}707\ V_p$$

Por tanto, la tensión de pico de la fuente en la Figura 4-3 es:

$$V_p = \frac{V_{rms}}{0{,}707} = \frac{10\text{ V}}{0{,}707} = 14{,}1\text{ V}$$

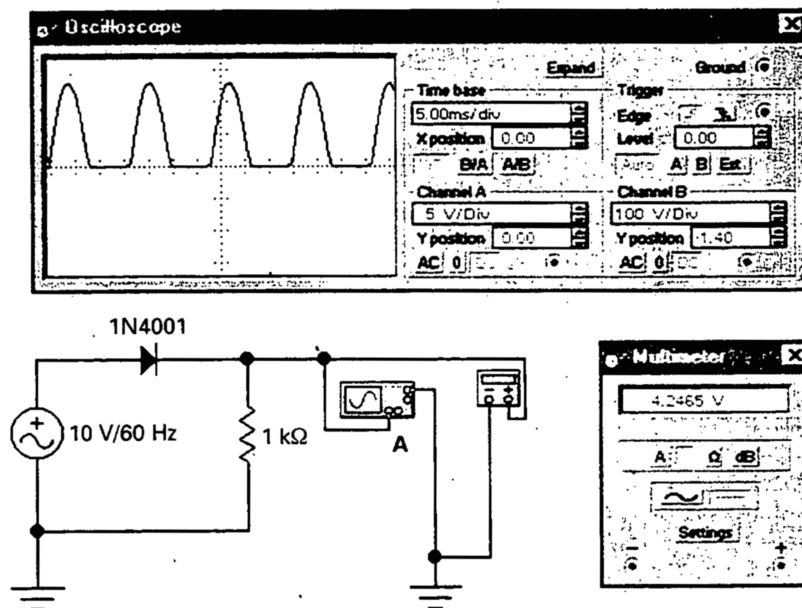


Figura 4-3. Ejemplo de laboratorio de rectificador de media onda.

Con un diodo ideal, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(out)} = V_{p(in)} = 14{,}1\ \text{V}$$

La tensión en la carga en continua es:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{14{,}1\ \text{V}}{\pi} = 4{,}49\ \text{V}$$

Con la segunda aproximación, obtenemos una tensión de pico en la carga de:

$$V_{p(out)} = V_{p(in)} - 0{,}7\ \text{V} = 14{,}1\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 13{,}4\ \text{V}$$

Y la tensión continua en la carga de:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{13{,}4\ \text{V}}{\pi} = 4{,}27\ \text{V}$$

La Figura 4-3 muestra los valores que un osciloscopio y un polímetro leerán. El canal A del osciloscopio se coloca a cinco voltios por cada división (5 V/Div.). La señal de media onda tiene un valor de pico entre 13 y 14 voltios, lo cual está de acuerdo con el resultado de nuestra segunda aproximación. El polímetro también da un resultado de acuerdo con los valores teóricos, porque lee aproximadamente 4,25 V.

4-2. EL TRANSFORMADOR

En Estados Unidos, las compañías eléctricas proporcionan una tensión de red nominal de 120 V rms a una frecuencia de 60 Hz (en Europa, la tensión nominal es de 220 V a 50 Hz). La tensión real de un enchufe eléctrico fluctúa entre los 105 y los 125 V rms, dependiendo de la hora, la localidad y de otros factores. La tensión de la red es demasiado elevada para la mayor parte de los dispositivos empleados en circuitos electrónicos. Por esta causa, generalmente se emplea un transformador en casi todos los equipos electrónicos. El transformador reduce la tensión a niveles inferiores, más adecuados para su uso en diodos y transistores y otros dispositivos semiconductores.

❑ Idea básica

En cursos anteriores se estudian los transformadores en detalle. Todo lo que necesitamos en este capítulo es un breve repaso. En la Figura 4-4 se ve un ejemplo de un transformador. Aquí se ve una línea de tensión aplicada al arrollamiento primario de un transformador. Normalmente el enchufe tiene una tercera conexión para poner a tierra el equipo. A causa de la relación de espiras N_1/N_2, la tensión del secundario se ve reducida cuando N_1 es mayor que N_2.

❑ Puntos indicadores de fase

Recuerde el significado de los puntos indicadores de fase que se ponen en los extremos superiores de los arrollamientos. Los extremos con puntos tienen la misma fase instantánea. En otras palabras, cuando un semiciclo positivo aparece a través del primario, un semiciclo positivo aparece a través del secundario. Si el secundario estuviera en el extremo de tierra, la tensión de el secundario tendría 180° de desfase con respecto a la tensión del primario.

En el semiciclo positivo de la tensión del primario, el arrollamiento secundario tiene una onda de medio seno positivo a través de él y el diodo está polarizado en directa. En el semiciclo negativo de la tensión del primario, el arrollamiento secundario tiene un semiciclo negativo y el diodo está polarizado en inversa. Suponiendo un diodo ideal, obtendremos una tensión en la carga de media onda.

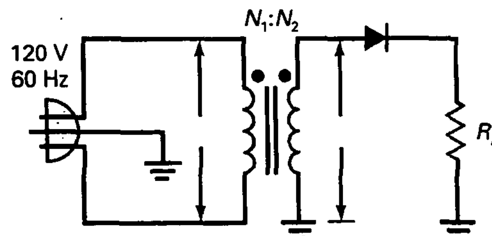


Figura 4-4. Rectificador de media onda con transformador.

❑ Relación de espiras

Recuerde de cursos anteriores la siguiente derivación:

$$V_2 = \frac{V_1}{N_1/N_2} \tag{4-5}$$

Esto dice que la tensión en el secundario es igual a la tensión del primario dividida por la relación de espiras. Algunas veces verá esta forma equivalente:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1$$

lo que indica que la tensión en el secundario es igual a la inversa de la relación de espiras multiplicado por la tensión en el primario.

Se puede usar cualquiera de las dos fórmulas para rms, valores de pico y tensiones instantáneas. La mayoría del tiempo, usaremos la Ecuación (4-5) con valores rms porque las fuentes de tensión alternas se especifican casi siempre como valores rms.

Los términos elevar y reducir también se encuentran cuando se trata con transformadores. Estos términos siempre relacionan la tensión del secundario con la tensión del primario. Esto significa que un transformador elevador producirá una tensión en el secundario que es mayor que en el primario, y un transformador reductor producirá una tensión en el secundario que es más pequeña que en el primario.

EJEMPLO 4-2

¿Cuáles son la tensión de pico en la carga y la tensión continua en la carga en la Figura 4-5?

SOLUCIÓN

El transformador tiene una relación de espiras de 5 : 1. Esto significa que la tensión rms del secundario es un quinto de la tensión en el primario:

$$V_2 = \frac{120\ \text{V}}{5} = 24\ \text{V}$$

Y la tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{24\ \text{V}}{0{,}707} = 34\ \text{V}$$

Con un diodo ideal, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(out)} = 34\ \text{V}$$

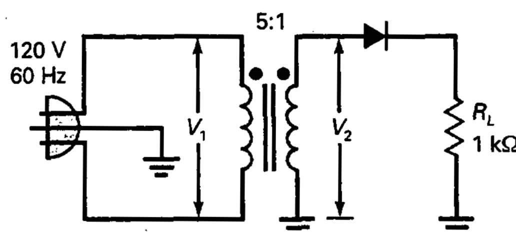


Figura 4-5

La tensión continua en la carga es:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{34\ \text{V}}{\pi} = 10{,}8\ \text{V}$$

Con la segunda aproximación, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(out)} = 34\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 33{,}3\ \text{V}$$

Y la tensión continua en la carga es:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{33{,}3\ \text{V}}{\pi} = 10{,}6\ \text{V}$$

4-3. EL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

La Figura 4-6*a* muestra un rectificador de onda completa. Aprecie la conexión intermedia llevada a masa en el arrollamiento secundario. Debido a esta conexión central el circuito es equivalente a dos rectificadores de media onda. Cada uno de estos rectificadores tiene una tensión de entrada igual a la mitad de la tensión del secundario. D_1 conduce durante el semiciclo positivo y D_2 conduce durante el semiciclo negativo. Como resultado la corriente por la carga rectificada circula durante ambos semiciclos. El rectificador de onda completa actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos.

En la Figura 4-6*b* se representa el circuito equivalente para el semiciclo positivo. Como se puede comprobar, D_1 está polarizado en directa. Esto produce una tensión positiva en la carga como se indica por la polaridad más-menos en la resistencia de carga. La Figura 4-6*c* muestra el circuito equivalente para el semiciclo negativo. Esta vez D_2 está polarizado en directa. Como se puede comprobar, esto también produce una tensión en la carga positiva.

Durante ambos semiciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección. El circuito se denomina un **rectificador de onda completa** porque *ha cambiado la tensión alterna de entrada a una tensión de salida pulsante continua*, mostrada en la Figura 4-6*d*. Esta forma de onda tiene algunas propiedades interesantes que exponemos ahora.

❑ Valor de continua o valor medio

La señal de onda completa tiene el doble de ciclos positivos que la señal de media onda, el valor de continua o valor medio es el doble, dado por:

$$\text{Onda completa: } V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi} \qquad (4\text{-}6)$$

Como $2/\pi = 0{,}636$, se puede ver la Ecuación (4-6) escrita como:

$$V_{dc} \approx 0{,}636V_p$$

De esta forma, usted puede ver que el valor de continua o valor medio es igual al 63,6 por 100 del valor de pico. Por ejemplo, si la tensión de pico de la señal de onda completa es 100 V, el valor de continua o valor medio es 63,6 V.

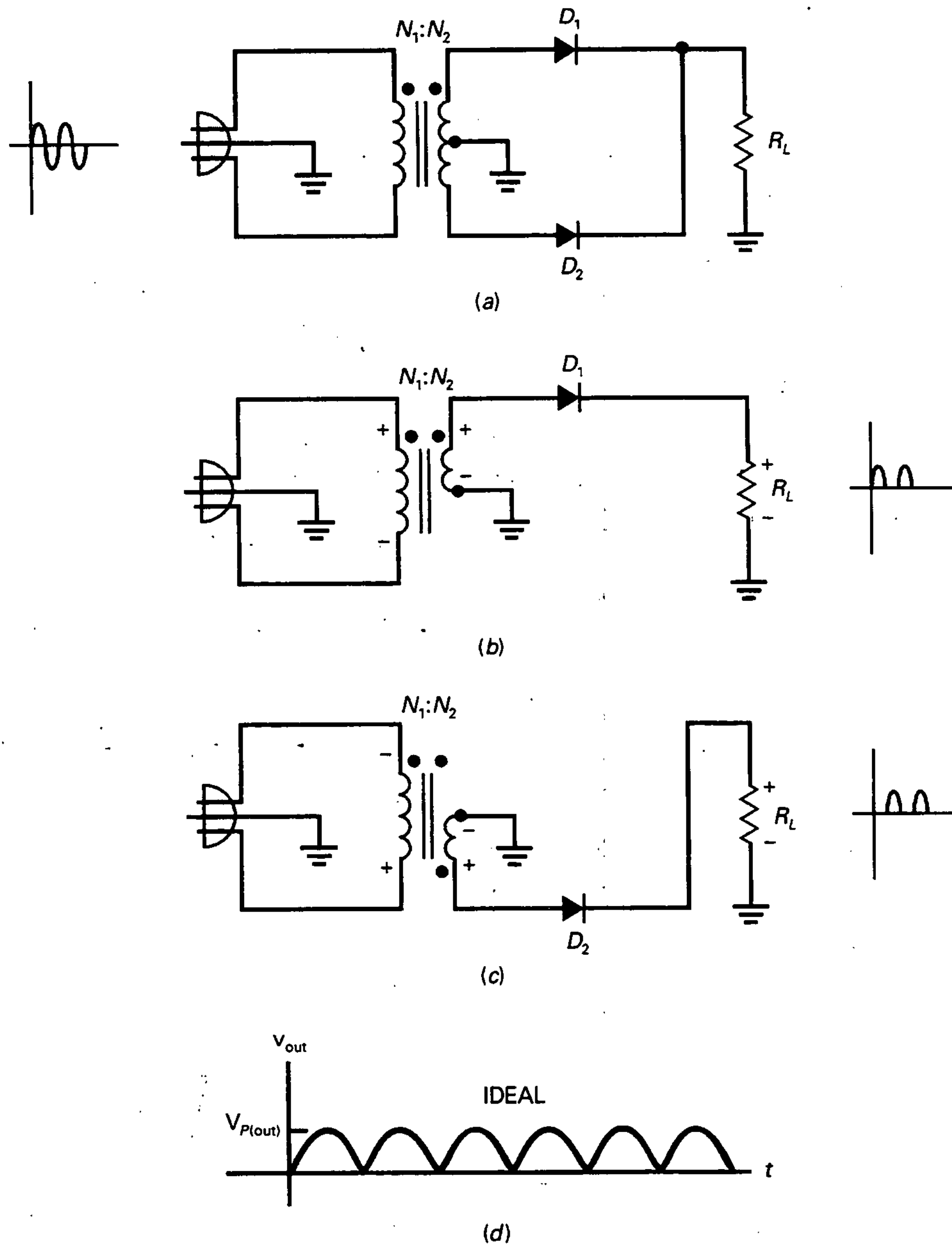


Figura 4-6. *a*) Rectificador de onda completa; *b*) circuito equivalente para el semiciclo positivo; *c*) circuito equivalente para el semiciclo negativo; *d*) salida de onda completa.

❑ Frecuencia de salida

Con un rectificador de media onda la frecuencia de salida es igual a la de entrada. Pero con un rectificador de onda completa algo inusual le sucede a

la frecuencia de salida. La tensión de una línea de alterna tiene una frecuencia de 60 Hz*. Por tanto, el período en la entrada es igual a:

$$T_{in} = \frac{1}{f} = \frac{1}{60\text{ Hz}} = 16{,}7\text{ ms}$$

A causa de la rectificación de onda completa, el período de la señal de onda completa es la mitad que el período de entrada:

$$T_{out} = 0{,}5(16{,}7\text{ ms}) = 8{,}33\text{ ms}$$

(*Si existe alguna duda, compare* la Figura 4-6*d* con la Figura 4-6*c*). Cuando calculamos la frecuencia de salida obtenemos:

$$f_{out} = \frac{1}{T_{out}} = \frac{1}{8{,}33\text{ ms}} = 120\text{ Hz}$$

La frecuencia de la señal de onda completa es el doble de la frecuencia de entrada. Esto tiene sentido. Una salida de onda completa tiene el doble de ciclos que una entrada sinusoidal. El rectificador de onda completa invierte cada semiciclo negativo, así que se obtienen el doble de semiciclos positivos. El efecto es duplicar la frecuencia. Como una derivación:

$$\text{Onda completa: } f_{out} = 2f_{in} \qquad (4\text{-}7)$$

❑ Segunda aproximación

Como el rectificador de onda completa actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos, podemos usar la segunda aproximación dada anteriormente. La idea consiste en restar 0,7 V de la tensión de salida de pico ideal. El siguiente ejemplo ilustrará la idea.

EJEMPLO 4-3

La Figura 4-7 muestra un rectificador de onda completa que usted puede construir en un laboratorio o en un ordenador con EWB. El canal A del osciloscopio muestra la tensión del primario (onda sinusoidal), y el canal B muestra la tensión de la carga (señal de onda completa). Calcule la tensión de pico en la entrada y en la salida. Después compare los valores teóricos con los valores medidos.

---

* *N. del T.:* Datos numéricos correspondientes a EE.UU. En Europa son ligeramente distintos debido a que la tensión alterna tiene una frecuencia de 50 Hz. En este libro, por coherencia, casi siempre se utilizarán los datos correspondientes a la red eléctrica de 60 Hz y 120 V rms de los EE.UU.

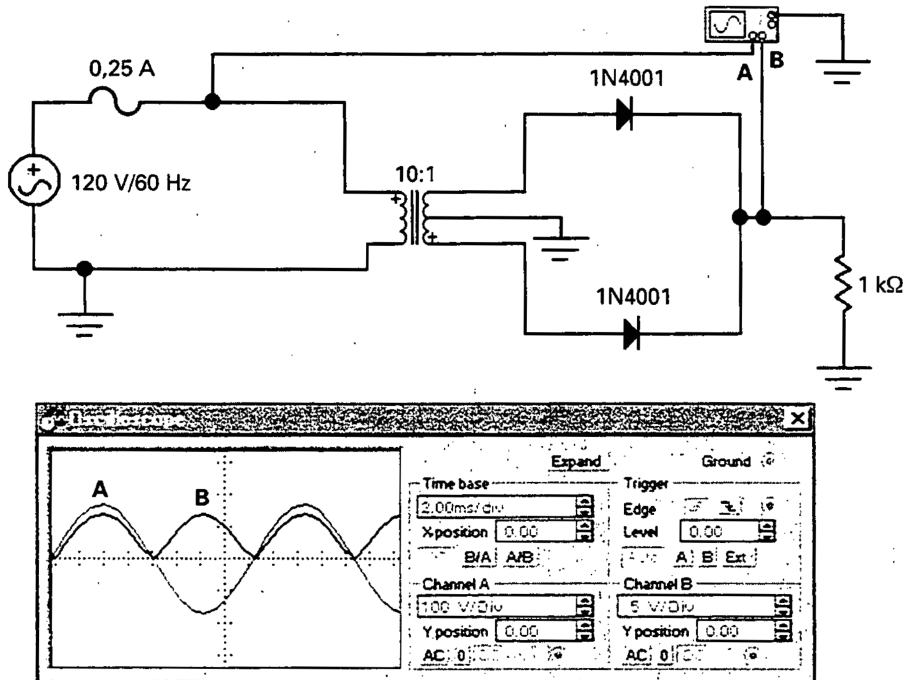


Figura 4-7. Ejemplo de laboratorio de un rectificador de onda completa.

SOLUCIÓN

La tensión de pico en el primario es:

$$V_{p(1)} = \frac{V_{rms}}{0{,}707} = \frac{120\ V}{0{,}707} = 170\ V$$

A causa del transformador reductor de relación 10 : 1, la tensión de pico en el secundario es:

$$V_{p(2)} = \frac{V_{p(1)}}{N_1/N_2} = \frac{170\ V}{10} = 17\ V$$

El rectificador de onda completa actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos. A causa de la conexión central, la tensión de entrada en cada rectificador de media onda es sólo la mitad de la tensión del secundario:

$$V_{p(in)} = 0{,}5(17\ V) = 8{,}5\ V$$

Idealmente la tensión en la salida es:

$$V_{p(out)} = 8{,}5\ V$$

Usando la segunda aproximación:

$$V_{p(out)} = 8{,}5\ V - 0{,}7\ V = 7{,}8\ V$$

Ahora, comparemos los valores teóricos con los valores medidos. La sensibilidad del canal A es 100 V/Div. Como la entrada sinusoidal ocupa aproximadamente 1,7 divisiones, su valor de pico es aproximadamente 170 V. El canal B tiene una sensibilidad de 5 V/Div. Como la salida de onda completa ocupa aproximadamente 1,4 Div, su valor de pico es aproximadamente de 7 V. Ambas lecturas de entrada y salida concuerdan razonablemente con los valores teóricos.

Una vez más nótese que la segunda aproximación mejora la respuesta sólo ligeramente. Si estuviera detectando averías, la mejora no sería de mucho valor. Si algo fue mal con el circuito, lo más probable es que la salida de onda completa difiera drásticamente del valor ideal de 8,5 V.

EJEMPLO 4-4

Si uno de los diodos en la Figura 4-7 estuviera abierto, ¿qué sucedería con las diferentes tensiones?

SOLUCIÓN

Si uno de los diodos estuviera abierto, el circuito se convierte en un rectificador de media onda. En este caso la mitad de la tensión en el secundario es todavía 8,5 V, pero la tensión en la carga será una señal de media onda en vez de una señal de onda completa. Esta tensión de media onda todavía tendrá un pico de 8,5 V (idealmente) o 7,8 V (segunda aproximación).

4-4. EL PUENTE RECTIFICADOR

La Figura 4-8*a* muestra un *puente rectificador*. El puente rectificador es similar a un rectificador de onda completa porque produce una tensión de salida de onda completa. Los diodos D_1 y D_2 conducen en la mitad positiva del ciclo, y D_3 y D_4 conducen en la mitad negativa del ciclo. Como resultado, la corriente por la carga rectificada circula durante ambas mitades de los ciclos.

La Figura 4-8*b* representa el circuito equivalente a la mitad positiva del ciclo. Como se puede ver, D_1 y D_2 están polarizados en directa. Esto produce una tensión positiva en la carga, como se indica por la polaridad más-menos a través de la resistencia de carga. Como ayuda, se visualiza D_2 en corto; entonces, el circuito que queda es un rectificador de media onda, que ya nos es familiar.

En la Figura 4-8*c* aparece el circuito equivalente para la mitad negativa del ciclo. Esta vez, D_3 y D_4 están polarizados en directa. Esto también pro-

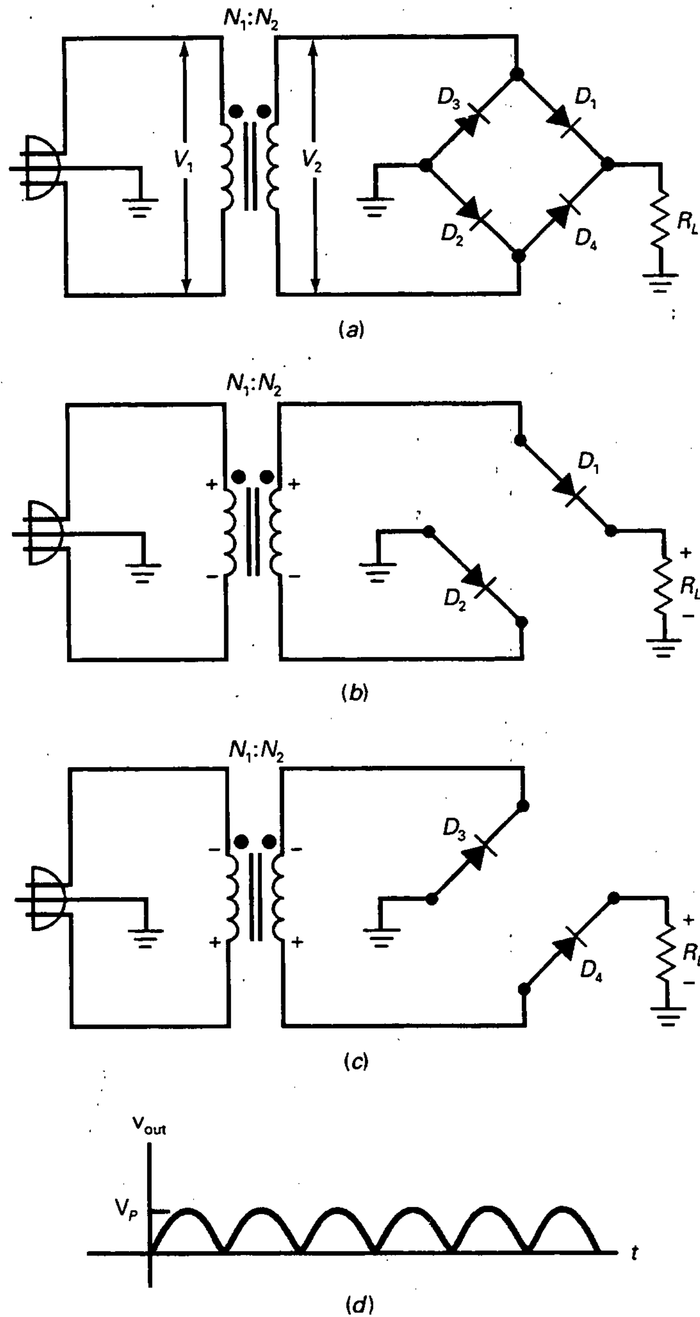


Figura 4-8. *a*) Puente rectificador; *b*) circuito equivalente para el semiciclo positivo; *c*) circuito equivalente para el semiciclo negativo; *d*) salida de onda completa.

duce una tensión positiva en la carga. Si visualiza D_3 en corto, el circuito parece un rectificador de media onda. Así, el puente rectificador actúa como dos rectificadores de media onda superpuestos.

Durante ambas mitades de los ciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección. El circuito ha cambiado la tensión de entrada alterna por una tensión de salida continua pulsante como se muestra en la Figura 4-8*d*. Note la ventaja de este tipo de rectificación de onda completa sobre la versión con conexión central de la sección previa: *la tensión del secundario se usa en su totalidad.*

❑ Valor medio y frecuencia de salida

Como un puente rectificador produce una salida de onda completa, las ecuaciones para el valor medio y la frecuencia de salida son las mismas que para el rectificador de onda completa:

$$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi}$$

y

$$f_{out} = 2f_{in}$$

El valor medio es 63,6 por 100 del valor de pico, y la frecuencia de salida es 120 Hz, dada una frecuencia de línea de 60 Hz.

Una ventaja de un puente rectificador es que toda la tensión del secundario se usa como entrada al rectificador. Dado el mismo transformador, obtenemos el doble de la tensión de pico y el doble de la tensión continua con un rectificador de puente respecto a un rectificador de onda completa. Duplicar la tensión de salida continua compensa el uso de dos diodos extra. Por regla general, se verá el puente rectificador usado muchas más veces que el rectificador de onda completa.

El rectificador de onda completa se usó por muchos años antes de que apareciera el puente rectificador. Por esta razón, ha mantenido el nombre de rectificador de onda completa incluso aunque el puente rectificador tiene una salida de onda completa. Para distinguir el rectificador de onda completa del puente rectificador, en la bibliografía se pueden referir a un rectificador de onda completa como un rectificador de onda completa convencional, un rectificador de onda completa de dos diodos, o un rectificador de onda completa con conexión central.

❑ Segunda aproximación y otras pérdidas

Como el puente rectificador tiene dos diodos en el camino de conducción, la tensión de pico viene dada por:

$$2.^{\circ}\ \text{puente:}\ V_{p(out)} = V_{p(in)} - 1{,}4\ \text{V} \qquad (4\text{-}8)$$

Como se puede observar, se han extraído dos caídas de diodo al pico para obtener un valor de tensión de pico en la carga un poco más preciso. La Tabla 4-1 resume los tres rectificadores y sus propiedades.

Tabla 4-1. Rectificadores sin filtro*

	Media onda	Onda completa	Puente
Número de diodos	1	2	4
Entrada del rectificador	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de pico (ideal)	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de pico (2.ª)	$V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$0{,}5V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$V_{p(2)} - 1{,}4$ V
Salida en continua	$V_{p(out)}/\pi$	$2V_{p(out)}/\pi$	$2V_{p(out)}/\pi$
Frecuencia de rizado	f_{in}	$2f_{in}$	$2f_{in}$

* $V_{p(2)}$ = tensión de pico en el secundario; $V_{p(out)}$ = tensión de pico en la salida.

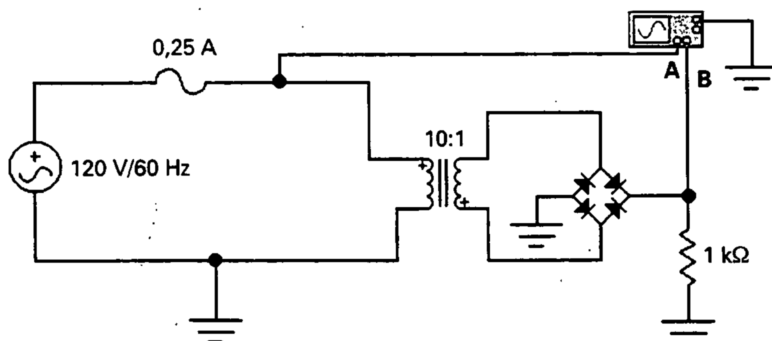
EJEMPLO 4-5

Calcular el pico de la tensión de entrada y salida en la Figura 4-9. Después comparar los resultados teóricos con los medidos.

SOLUCIÓN

Las tensiones de pico en el primario y secundario son las mismas que el Ejemplo 4-3:

$$V_{p(1)} = 170 \text{ V}$$
$$V_{p(2)} = 17 \text{ V}$$



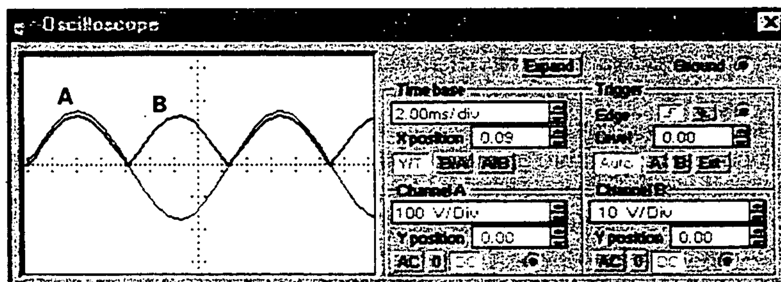


Figura 4-9. Ejemplo de laboratorio de un puente rectificador.

Con un puente rectificador se usa toda la tensión del secundario como entrada al rectificador. Idealmente, la tensión de pico de salida es:

$$V_{p(out)} = 17\ V$$

En una segunda aproximación:

$$V_{p(out)} = 17\ V - 1{,}4\ V = 15{,}6\ V$$

Ahora, comparemos los valores teóricos con los medidos. La sensibilidad del canal A es 100 V/Div. Como la entrada sinusoidal ocupa aproximadamente 1,7 Div, su valor de pico es aproximadamente 170 V. El canal B tiene una sensibilidad de 10 V/Div. Como la salida de media onda ocupa aproximadamente 1,6 Div, su valor de pico es aproximadamente 16 V. Ambas lecturas de entrada y salida son aproximadamente iguales a sus valores teóricos.

4-5. EL FILTRO DE CHOQUE

En el pasado, el filtro de choque se empleaba frecuentemente para filtrar la salida de un rectificador. Aunque se ha dejado de usar, por razón de su coste, tamaño y peso, este tipo de filtro tiene valor didáctico y ayuda a comprender más fácilmente otros filtros.

❑ Idea básica

El filtro que se muestra en la Figura 4-10*a* se denomina filtro de choque. La fuente alterna produce una corriente en la bobina, condensador y resistencia. La corriente alterna en cada componente depende de la reactancia inductiva, de la reactancia del condensador y de la resistencia. La bobina tiene una reactancia dada por:

$$X_L = 2\pi fL$$

El condensador tiene una reactancia dada por:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

Como se estudió en cursos pasados, la bobina tiene la característica principal de oponerse al cambio en la corriente. Debido a ello, un filtro de choque reduce la corriente alterna en la resistencia de carga a cero. En una segunda aproximación, reduce la corriente por la carga alterna a un valor muy pequeño. Descubramos por qué.

El primer requisito de un filtro de choque bien diseñado consiste en que X_C a la frecuencia de entrada sea mucho menor que R_L. Cuando esta condición se satisface, podemos ignorar la resistencia de carga y usar el circuito

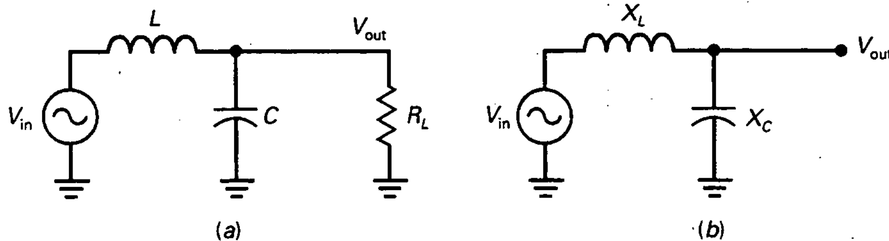


Figura 4-10. *a*) Filtro de choque; *b*) circuito equivalente de alterna.

equivalente de la Figura 4-10*b*. El segundo requisito de un filtro de choque bien diseñado consiste en que X_L sea mayor que X_C a la frecuencia de entrada. Cuando se cumple esta condición, la tensión de salida alterna se aproxima a cero. Por otro lado, como el choque se aproxima a un cortocircuito a 0 Hz y el condensador se asemeja a un circuito abierto a 0 Hz, la corriente continua puede pasar a la resistencia de carga con pocas pérdidas.

En la Figura 4-10*b*, el circuito actúa como un divisor de tensión reactivo. Cuando X_L es mucho mayor que X_C, casi toda la tensión alterna cae a través del choque. En este caso, la tensión de salida alterna es igual a:

$$V_{out} \approx \frac{X_C}{X_L} V_{in} \tag{4-9}$$

Por ejemplo, si $X_L = 10\ \text{k}\Omega$, $X_C = 100\ \Omega$ y $V_{in} = 15$ V, la tensión de salida alterna es:

$$V_{out} \approx \frac{100\ \Omega}{10\ \text{k}\Omega}\ 15\ \text{V} = 0{,}15\ \text{V}$$

En este ejemplo, el filtro de choque reduce la tensión alterna por un factor de 100.

❑ Filtrando la salida de un rectificador

La Figura 4-11*a* muestra un filtro de choque entre un rectificador y una carga. El rectificador puede ser del tipo de media onda, onda completa o puente. ¿Qué efecto tiene el filtro de choque en tensión de carga? La forma más fácil de resolver este problema consiste en usar el teorema de superposición. Recordemos que este teorema dice: *si tienes dos o más fuentes, analiza el circuito para cada fuente separadamente y después añade las tensiones individuales para obtener la tensión total.*

La salida del rectificador tiene dos componentes diferentes: una tensión continua (el valor medio) y una tensión alterna (la parte fluctuante), como aparece en la Figura 4-11*b*. Cada una de estas tensiones actúa como una fuente separada. Por lo que concierne a la tensión alterna, X_L es mucho mayor que X_C, y esto resulta en una tensión alterna muy pequeña a través de la resistencia de carga. Incluso aunque la componente alterna no sea una

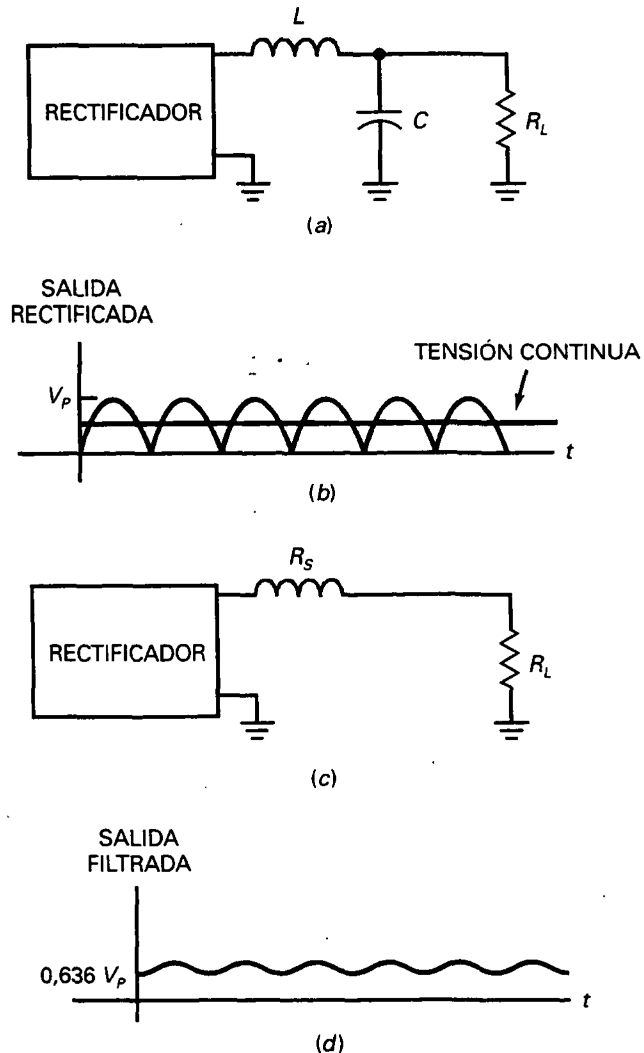


Figura 4-11. *a*) Rectificador con filtro de choque; *b*) la salida del rectificador tiene componentes de alterna y de continua; *c*) circuito equivalente de continua; *d*) la salida del filtro es la corriente directa con un pequeño rizado.

onda sinusoidal pura, la Ecuación (4-9) todavía es una buena aproximación para la tensión alterna en la carga.

El circuito funciona como en la Figura 4-11*c* en lo referente a la tensión continua. A 0 Hz, la reactancia inductiva es cero y la reactancia capacitiva es infinita. Sólo permanecen las resistencias en serie de los arrollamientos de la bobina. Haciendo R_S mucho menor que R_L provoca que la mayor parte de la componente continua aparezca a través de la resistencia de carga.

Así es como funciona un filtro de choque: casi toda la componente continua se pasa a la resistencia de carga, y casi toda la componente alterna se bloquea. De esta forma, obtenemos una tensión alterna casi perfecta, ya que

es prácticamente constante, como la tensión que sale de una batería. La Figura 4-11*d* muestra la salida filtrada para una señal de onda completa. La única desviación de una tensión continua perfecta es la pequeña tensión continua alterna en la carga mostrada en la Figura 4-11*d*. Esta pequeña tensión alterna en la carga se denomina rizado. Podemos medir su valor de pico a pico con un osciloscopio.

❑ Principal desventaja

Una fuente de alimentación es el circuito, dentro de los equipos electrónicos, que convierte la tensión de entrada alterna en una tensión de salida continua casi perfecta. Incluye un rectificador y un filtro. Hoy en día la tendencia es ir hacia fuentes de alimentación de bajo voltaje y corriente grande.

Como la frecuencia de red es sólo de 60 Hz, se tienen que usar inductancias grandes para obtener suficiente reactancia para un filtrado adecuado. Pero las bobinas grandes tienen resistencias de arrollamiento elevadas. Todo ello crea serios problemas de diseño con corrientes de carga considerables. En otras palabras, cae demasiada tensión continua a través de la resistencia de choque. Además, las bobinas grandes no son adecuadas para los circuitos semiconductores modernos, para los que se pone mucho énfasis en los diseños ligeros.

❑ Reguladores conmutados

Existe una aplicación importante para los filtros de choque. Un regulador conmutado es un tipo especial de fuente de alimentación usada en ordenadores, monitores y una creciente variedad de equipos. La frecuencia empleada en un regulador conmutado es mucho mayor que 60 Hz. Típicamente la frecuencia que se filtra está por encima de 20 kHz. A esta frecuencia mucho más elevada, podemos usar bobinas más pequeñas para diseñar filtros de choque eficientes. Los detalles se discutirán en un capítulo posterior.

4-6. EL FILTRO CON CONDENSADOR A LA ENTRADA

El filtro de choque produce una tensión de salida continua igual al valor medio de la tensión rectificada. El filtro con condensador a la entrada genera una tensión de salida continua igual al valor de pico de la tensión rectificada. Este tipo de filtros es el más usado en fuentes de alimentación.

❑ Idea básica

La Figura 4-12*a* muestra una fuente alterna, un diodo y un condensador. La clave para entender un filtro con condensador a la entrada consiste en comprender lo que hace este circuito simple durante el primer cuarto de ciclo.

Inicialmente, el condensador está descargado. Si observamos la Figura 4-12*b*, durante el primer cuarto de ciclo el diodo está polarizado en directa. Dado que idealmente funciona como un circuito cerrado, el condensador

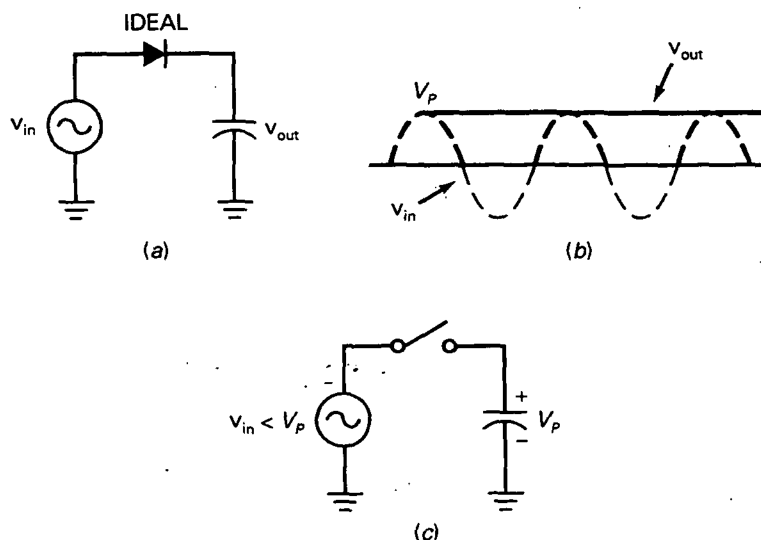


Figura 4-12. *a*) Filtro con condensador a la entrada sin carga; *b*) la salida es tensión continua pura; *c*) el condensador permanece cargado cuando el diodo no conduce.

se carga, y su tensión se iguala a la tensión de fuente en cada instante del primer cuarto de ciclo. La carga continúa hasta que la entrada alcanza su máximo valor. En este punto, la tensión del condensador es igual a V_p.

Después de que la tensión de entrada alcanza el pico, empieza a decrecer. Tan pronto como la tensión de entrada sea menor que V_p, el diodo deja de conducir. En este caso, actúa como el interruptor abierto de la Figura 4-12*c*. Durante los ciclos siguientes, el condensador permanece totalmente cargado y el diodo abierto. Esta es la razón de que la tensión a la salida en la Figura 4-12*b* sea constante e igual a V_p.

Idealmente, todo lo que hace el filtro con condensador a la entrada es cargar el condensador a la tensión de pico durante el primer cuarto de ciclo. Esta tensión de pico es constante, la tensión continua perfecta que necesitamos para los equipos electrónicos. Sólo existe un problema: no hay resistencia de carga.

❑ Efecto de la resistencia de carga

Para que el filtro con condensador a la entrada sea útil, necesitamos conectar una resistencia de carga a través del condensador, como se muestra en la Figura 4-13*a*. Mientras la constante de tiempo R_LC sea mucho mayor que el período, el condensador permanece casi totalmente cargado y la tensión en la carga es aproximadamente V_p. La única desviación de la tensión perfecta es el pequeño rizado que se ve en la Figura 4-13*b*. Cuanto menor sea el valor de pico a pico de este rizado, mejor se aproximará la salida a una tensión continua perfecta.

Entre picos, el diodo está apagado y el condensador se descarga a través de la resistencia de carga; en otras palabras, el condensador suministra la

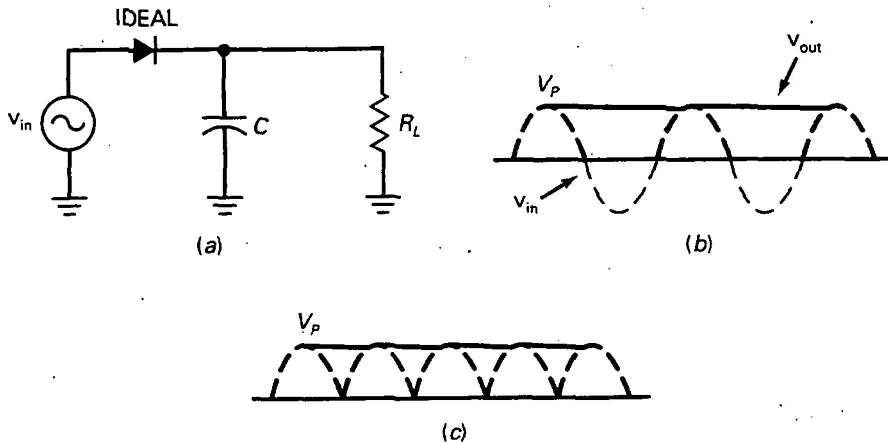


Figura 4-13. *a*) Filtro con condensador a la entrada con carga; *b*) la salida es la corrienta directa con un pequeño rizado; *c*) la onda completa de salida tiene menos rizado.

corriente a la carga. Como el condensador se descarga sólo ligeramente entre picos, el rizado de pico a pico es pequeño. Cuando llega el siguiente pico, el diodo conduce brevemente y recarga el condensador al valor de pico. Una cuestión clave es: ¿qué tamaño debería tener el condensador para operar apropiadamente? Antes de discutir el tamaño del condensador consideremos lo que sucede con los otros circuitos rectificadores.

❑ Filtro de onda completa

Si conectamos un puente rectificador a un filtro de choque, el rizado de pico a pico se corta por la mitad. La respuesta la encontramos en la Figura 4-13*a*. Cuando una tensión de onda completa se aplica a un circuito *RC*, el condensador se descarga sólo la mitad del tiempo. Por lo tanto, el rizado de pico a pico tiene la mitad de tamaño que tendría con un rectificador de onda completa.

❑ La fórmula del rizado

Aquí tenemos una derivación que usaremos para estimar el rizado de pico a pico de cualquier filtro con condensador a la entrada:

$$V_R = \frac{I}{fC} \tag{4-10}$$

donde:

V_R = tensión de rizado de pico a pico
I = corriente por la carga en continua
f = frecuencia de rizado
C = capacidad

Esto es una aproximación, no una derivación exacta. Podemos usar esta fórmula para estimar el rizado de pico a pico. Cuando se necesite una respuesta más precisa, una solución consiste en usar un ordenador con un simulador de circuitos como EWB.

Por ejemplo, si la corriente por la carga en continua es 10 mA y la capacidad es 20 μF, el rizado con un puente rectificador y un filtro con condensador a la entrada es:

$$V_R = \frac{10\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(20\ \mu\text{F})} = 0{,}417\ \text{V pp}$$

Cuando se use esta derivación, han de recordarse dos cosas. Primero, el rizado es una tensión de pico a pico (pp). Esto es útil porque normalmente medimos tensiones de rizado con un osciloscopio. Segundo, la fórmula es válida con tensiones de media onda y de onda completa. Se utiliza 50 Hz para media onda y 100 Hz para onda completa.

Debería usarse un osciloscopio para las medidas de rizado si éste está disponible. Si no, usted puede usar un voltímetro de alterna, aunque habrá un error significativo en la medida. La mayoría de los voltímetros de alterna están calibrados para leer valores rms de una onda sinusoidal. Como el rizado no es una onda sinusoidal, puede obtener un error de medida como mucho del 25 por 100, dependiendo del diseño del voltímetro de alterna. Pero esto no debería ser un problema cuando estamos detectando averías, ya que estamos buscando cambios de rizado mucho mayores.

Si usted efectivamente usa un voltímetro de alterna para medir el rizado, puede convertir el valor de pico a pico dado por la Ecuación (4-10) a un valor rms usando la siguiente fórmula para una onda sinusoidal:

$$V_{rms} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}}$$

Dividiendo por 2 se convierte el valor de pico a pico a un valor de pico, y haciéndolo por $\sqrt{2}$ da el valor de rms de una onda sinusoidal con el mismo valor de pico a pico que la tensión de rizado.

❑ Tensión continua en la carga

Es difícil calcular la tensión continua en la carga en un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada. Para empezar, tenemos las caídas de tensión de los dos diodos que se restan a la tensión de pico. Además de las caídas en los diodos ocurre una caída de tensión adicional que es la siguiente: los diodos conducen fuertemente cuando se recarga el condensador porque están en directa sólo un corto período de tiempo durante cada ciclo.

Esta corriente breve pero grande tiene que circular a través de los arrollamientos del transformador y la resistencia interna de los diodos. En nuestros ejemplos, calcularemos tanto la salida ideal como la salida con la segunda aproximación de un diodo, recordando que la tensión continua real es ligeramente inferior.

EJEMPLO 4-6

¿Cuál es la tensión en la carga en continua y el rizado en la Figura 4-14?

SOLUCIÓN

La tensión rms del secundario es:

$$V_2 = \frac{120\ \text{V}}{5} = 24\ \text{V}$$

La tensión de pico del secundario vale:

$$V_p = \frac{24\ \text{V}}{0{,}707} = 34\ \text{V}$$

Suponiendo un diodo ideal y un rizado pequeño, la tensión en la carga continua es:

$$V_L = 34\ \text{V}$$

Para calcular el rizado, primero necesitamos obtener la corriente por la carga en continua:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{34\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} = 6{,}8\ \text{mA}$$

Ahora podemos usar la Ecuación (4-10) para obtener:

$$V_R = \frac{6{,}8\ \text{mA}}{(60\ \text{Hz})(100\ \mu\text{F})} = 1{,}13\ \text{V pp} \approx 1{,}1\ \text{V pp}$$

Redondeamos el rizado a dos dígitos significativos porque es una aproximación y no puede ser medido con un osciloscopio de precisión mayor.

Así es como mejoramos la respuesta ligeramente: hay alrededor de 0,7 V a través del diodo de silicio cuando está conduciendo.

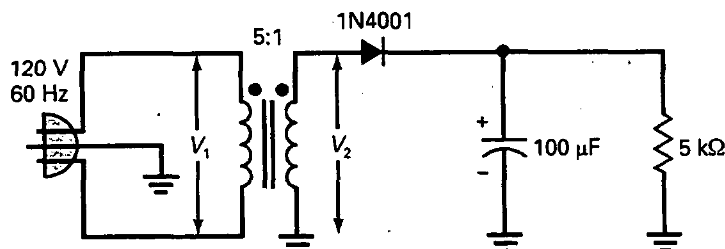


Figura 4-14. Rectificador de media onda y filtro con condensador a la entrada.

Por tanto, la tensión de pico está más cercana a 33,3 V que a 34 V. El rizado también reduce la tensión de continua ligeramente. Así que la tensión en la carga en continua real estará más cercana a 33 V que a 34 V. Pero estas son desviaciones menores. Las respuestas ideales son normalmente adecuadas para detección de averías y análisis preliminares.

Un comentario final sobre el circuito. El signo positivo del filtro indica un condensador polarizado, uno cuyo lado positivo debe estar conectado a la salida positiva del rectificador. En la Figura 4-15, el signo positivo del condensador está correctamente conectado a la tensión de salida positiva. Debe mirar con cuidado el encapsulado del condensador cuando está construyendo un circuito o detectando averías para averiguar si está polarizado o no.

Las fuentes de alimentación a menudo usan condensadores electrolíticos polarizados porque este tipo puede producir valores altos de capacidad en encapsulados pequeños. Como se discutió en cursos anteriores, los electrolíticos deben estar conectados con la polaridad correcta para producir la película de óxido. Si un condensador electrolítico se conecta con polaridad opuesta se calienta y puede explotar.

EJEMPLO 4-7

¿Cuál es la tensión continua en la carga y el rizado en la Figura 4-15?

SOLUCIÓN

Como el transformador es un reductor 5 : 1, igual que en el ejemplo precedente, la tensión de pico del secundario sigue siendo 34 V. La mitad de esta tensión es la entrada a cada sección de media onda. Suponiendo un diodo ideal, la tensión en la carga en continua es:

$$V_L = 17 \text{ V}$$

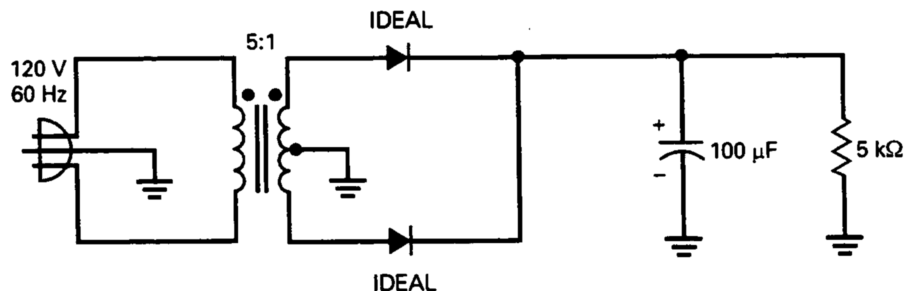


Figura 4-15. Rectificador de onda completa y filtro con condensador a la entrada.

La corriente por la carga en continua es:

$$V_L = \frac{17\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} = 3{,}4\ \text{mA}$$

Ahora, la Ecuación (4-10) da:

$$V_R = \frac{3{,}4\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(100\ \mu\text{F})} = 0{,}283\ \text{V pp} \approx 0{,}28\ \text{V pp}$$

A causa de los 0,7 V a través del diodo conduciendo, la tensión en la carga en continua real estará más cercana a 16 V que a 17 V.

EJEMPLO 4-8

¿Cuál es la tensión en la carga en continua y el rizado en la Figura 4-16? Compare las respuestas con las obtenidas en los dos ejemplos precedentes.

SOLUCIÓN

Como el transformador es reductor 5 : 1, igual que en el ejemplo precedente, la tensión de pico en el secundario sigue siendo 34 V. Suponiendo un diodo ideal y un rizado pequeño, la tensión en la carga en continua es:

$$V_L = 34\ \text{V}$$

La corriente por la carga en continua vale:

$$I_L = \frac{34\ \text{V}}{5\ \text{k}\Omega} = 6{,}8\ \text{mA}$$

Ahora, la Ecuación (4-10) da:

$$V_R = \frac{6{,}8\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(100\ \mu\text{F})} = 0{,}566\ \text{V pp} \approx 0{,}57\ \text{V pp}$$

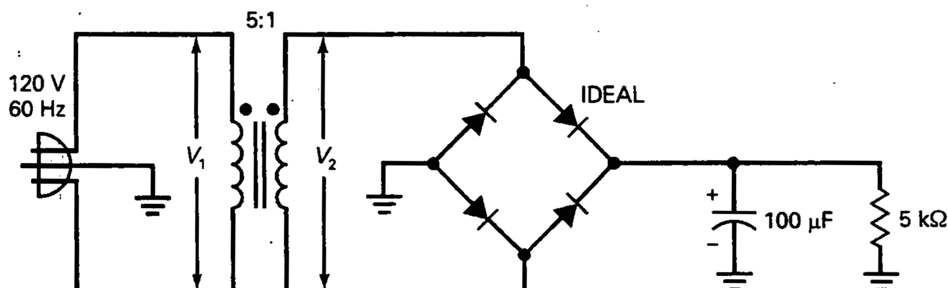


Figura 4-16. Puente rectificador y filtro con condensador a la entrada.

A causa de los 1,4 V a través de los dos diodos conduciendo y el rizado, la tensión en la carga en continua real estará más cercana a 32 V que a 34 V.

Hemos calculado la tensión en la carga en continua y el rizado para los tres rectificadores diferentes. Aquí están los resultados:

Media onda: 34 V y 1,13 V
Onda completa: 17 V y 0,288 V
Puente: 34 V y 0,566 V

Para un transformador dado, el puente rectificador es mejor que el rectificador de media onda porque tiene menos rizado, y es mejor que el rectificador de onda completa porque produce el doble de tensión de salida. De los tres, el *puente rectificador se ha convertido en el más popular.*

EJEMPLO 4-9

La Figura 4-17 muestra los valores medidos con un simulador de ordenador. Calcule las tensiones de carga teóricas y el rizado y compárelas con los valores medidos.

SOLUCIÓN

El transformador es un reductor 15 : 1, así que la tensión rms en el secundario es:

$$V_2 = \frac{120\ \text{V}}{15} = 8\ \text{V}$$

Y la tensión de pico del secundario:

$$V_p = \frac{8\ \text{V}}{0{,}707} = 11{,}3\ \text{V}$$

Usamos la segunda aproximación de los diodos para obtener la tensión en la carga en continua:

$$V_L = 11{,}3\ \text{V} - 1{,}4\ \text{V} = 9{,}9\ \text{V}$$

Para calcular el rizado primero necesitamos obtener la corriente por la carga en continua:

$$V_L = \frac{9{,}9\ \text{V}}{500\ \Omega} = 19{,}8\ \text{mA}$$

Ahora, podemos usar la Ecuación (4-10) para obtener:

$$V_R = \frac{19{,}8\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(4.700\ \mu\text{F})} = 35\ \text{mV pp}$$

En la Figura 4-17, un polímetro lee una tensión en la carga en continua de 9,6994 V, que está cerca del teórico 9,9 V. La ligera diferencia se debe a las caídas de tensión en los arrollamientos del transformador, resistencias internas, etc.

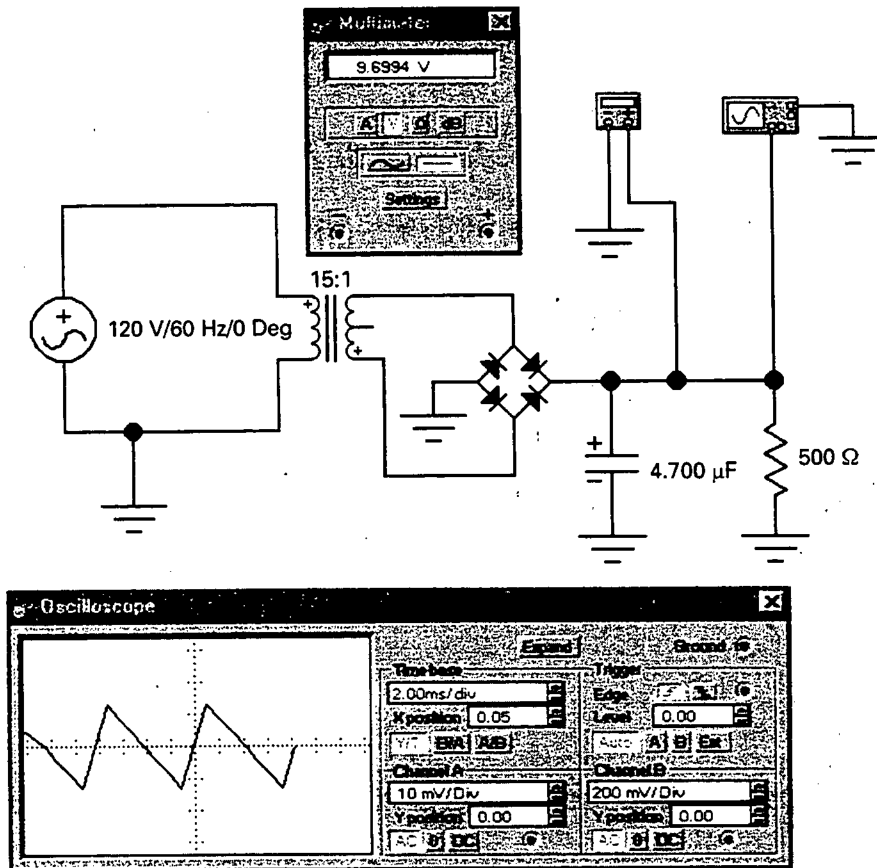
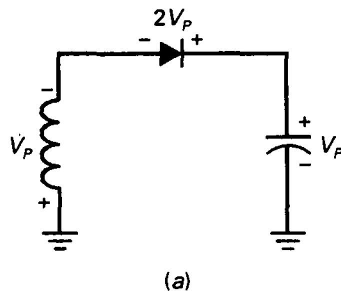


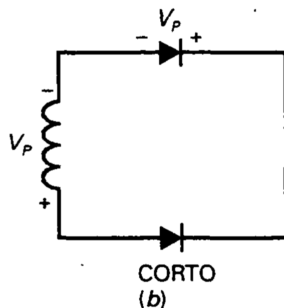
Figura 4-17. Ejemplo del laboratorio de un puente rectificador y filtro con condensador para entrada.

El canal A del osciloscopio se coloca a 10 mV/Div. El rizado de pico a pico es aproximadamente 2,6 Div, así que el rizado medido es 26 mV. Esto es menos que el valor teórico de 35 mV, lo que destaca el comentario realizado anteriormente. La Ecuación (4-10) se usa para estimar el rizado. Si necesita más precisión use un ordenador.

4-7. TENSIÓN INVERSA DE PICO Y CORRIENTE INICIAL

La **tensión inversa de pico** (PIV: *Peak Inverse Voltage)* es la *tensión máxima a través del diodo que no conduce de un rectificador.* Esta tensión debe ser menor que la tensión de ruptura del diodo; de otro modo, el diodo se destruirá. La tensión inversa de pico depende del tipo de rectificador y filtro. El peor caso sucede con el filtro con condensador a la entrada.





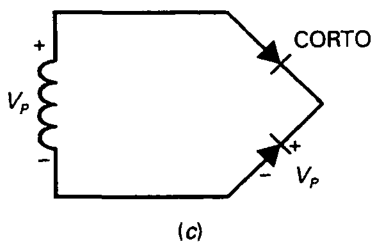


Figura 4-18. *a*) Tensión inversa de pico en un rectificador de media onda; *b*) tensión inversa de pico en un rectificador de onda completa; *c*) tensión inversa de pico en un puente rectificador.

Como discutimos antes, las hojas de características de muchos fabricantes usan una variedad de símbolos para indicar la máxima tensión inversa. Algunas veces estos símbolos indican condiciones diferentes de medida. Algunos de los símbolos de las hojas de características para la tensión inversa máxima son PIV, PRV, V_B, V_{BR}, V_R, V_{RRM}, V_{RWM} y $V_{R(\text{máx})}$.

❑ Rectificador de media onda con filtro con condensador a la entrada

La Figura 4-18*a* muestra la parte crítica de un rectificador de media onda. Ésta es la parte del circuito que determina cuánta tensión inversa pasa a través del diodo. El resto del circuito no tiene efecto y se omite para ganar claridad. En el peor caso, la tensión de pico del secundario está en el pico negativo y el condensador está completamente cargado con una tensión V_p. Aplique la ley de tensión de Kirchhoff y verá rápidamente que la tensión inversa de pico a través del diodo que no conduce es:

$$\text{PIV} = 2V_p \tag{4-11}$$

Por ejemplo, si la tensión de pico en el secundario es 15 V, la tensión inversa de pico es 30 V. Mientras la tensión de ruptura del diodo sea mayor que esto, no se dañará.

❑ Rectificador de onda completa con filtro con condensaor a la entrada

La Figura 4-18*c* muestra la parte esencial de un rectificador de onda completa que se necesita para calcular la tensión inversa de pico. De nuevo, la tensión del secundario está en el pico negativo. En este caso el diodo inferior actúa como un cortocircuito y el diodo superior está abierto. La ley de Kirchhoff implica:

$$\text{PIV} = V_p \tag{4-12}$$

❑ Puente rectificador con filtro con condensador a la entrada

La Figura 4-18*d* muestra parte de un puente rectificador. Esto es todo lo que necesitamos para calcular la tensión inversa de pico. Como el diodo superior está en corto y el inferior está abierto, la tensión inversa de pico a través del diodo inferior es:

$$\text{PIV} = V_p \tag{4-13}$$

Otra ventaja del puente rectificador es que tiene la tensión inversa de pico más baja para una tensión en la carga dada. Para producir la misma tensión en la carga, el rectificador de onda completa necesitaría el doble de tensión en el secundario.

❑ Corriente inicial

Antes de que el circuito se conecte, el condensador del filtro está descargado. En el instante en que se aplica tensión, el condensador descargado actúa como un cortocircuito. Por tanto, la corriente inicial del condensador, al cargarse, puede ser muy grande. Todo lo que hay en el camino de carga que pueda impedir el paso de la corriente es la resistencia de los arrollamientos del transformador y la resistencia interna de los diodos. Al impulso de corriente que circula cuando se enciende el circuito se le llama *corriente inicial.*

Normalmente, el diseñador de la fuente de alimentación debe asegurarse de que el diodo que emplee puede soportar la corriente inicial. La clave, en este caso, es la capacidad del condensador del filtro. Ocasionalmente, un diseñador puede decidir usar una resistencia inicial en lugar de otro diodo.

La Figura 4-19 ilustra esta idea. Una pequeña resistencia se inserta entre el puente rectificador y el filtro con condensador. Sin la resistencia, la corriente inicial podría destruir los diodos. Incluyendo la resistencia inicial el diseñador reduce la corriente inicial a un nivel seguro. Las resistencias iniciales no se usan con frecuencia y se mencionan sólo por si se las encuentra en una fuente de alimentación.

EJEMPLO 4-10

¿Cuál es la tensión inversa de pico en la Figura 4-19 si la relación de espiras es 8? Un 1N4001 tiene una tensión de ruptura de 50 V. ¿Es seguro utilizar un 1N4001 en este circuito?

SOLUCIÓN

La tensión rms en el secundario es:

$$V_2 = \frac{120\ \text{V}}{8} = 15\ \text{V}$$

La tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{15\ \text{V}}{0{,}707} = 21{,}2\ \text{V}$$

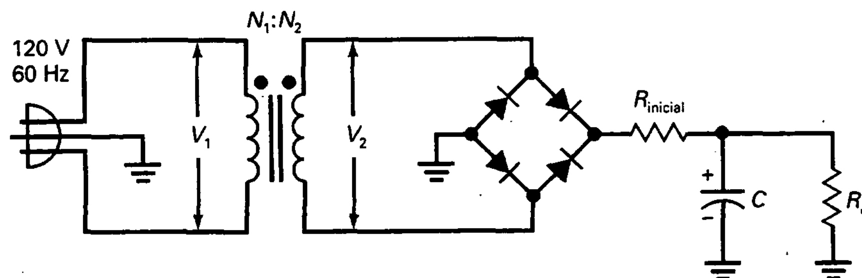
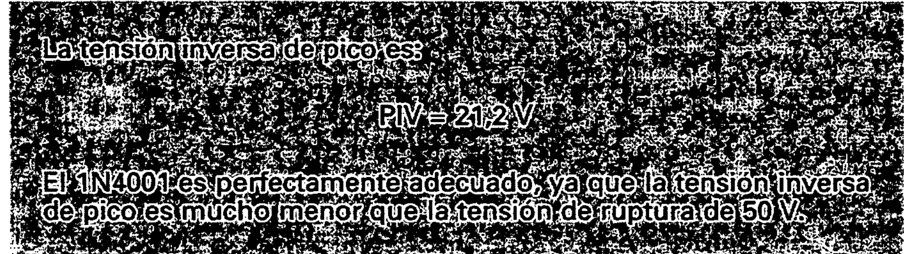


Figura 4-19. La resistencia inicial limita la corriente inicial.



La tensión inversa de pico es:

$$PIV = 21,2\ V$$

El 1N4001 es perfectamente adecuado, ya que la tensión inversa de pico es mucho menor que la tensión de ruptura de 50 V.

4-8. MÁS SOBRE FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Ya tiene una idea básica sobre cómo funcionan las fuentes de alimentación. En las secciones precedentes se ha visto cómo se rectifica y filtra una tensión alterna para tener una tensión continua. Hay unas pocas ideas adicionales que debe conocer.

❑ Transformadores comerciales

El uso de relaciones de espiras con transformadores se aplica sólo a los transformadores ideales. Los transformadores con núcleo de hierro son diferentes. En otras palabras, los transformadores que se compran en una tienda no son ideales, ya que los arrollamientos tienen resistencias que producen pérdidas de potencia. Además, el núcleo laminado tiene corrientes parásitas que producen una mayor pérdida de potencia. Como consecuencia de estas pérdidas no deseadas de potencia, la relación de espiras es sólo una aproximación. De hecho, las hojas de características de los transformadores rara vez incluyen la relación de espiras. Por lo general, lo único que indican es la tensión en el secundario para una corriente especificada.

Por ejemplo, la Figura 4-20*a* muestra un F-25X, un transformador industrial cuya hoja de características proporciona sólo los siguientes datos: para una tensión alterna en el primario de 115 V, la tensión alterna en el secundario es de 12,6 V cuando la corriente en el secundario es de 1,5 A. Si la corriente en el secundario es menor que 1,5 A en la Figura 4-20*a*, la tensión alterna en el secundario será mayor que 12,6 V debido a la menor pérdida de potencia en el arrollamiento y núcleo laminado.

Cuando se necesite conocer la corriente del primario, puede estimarse la relación de espiras de un transformador real usando esta definición:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} \tag{4-14}$$

Por ejemplo, el F-25X tiene $V_1 = 115$ V y $V_2 = 12,6$ V. La relación de espiras con la corriente por la carga límite de 1,5 A es:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{115}{12,6} = 9,13$$

Esto es una aproximación, porque la relación de espiras calculada decrece cuando la corriente por la carga decrece.

❑ Calculando la corriente por el fusible

Cuando se detectan averías puede ser necesario calcular la corriente en el primario para determinar si un fusible es el adecuado. La forma más fácil de hacer esto con un transformador real consiste en suponer que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida: $P_{in} = P_{out}$. Por ejemplo, la Figura 4-20*b* muestra un transformador con un fusible alimentando a un rectificador con filtro. ¿Es adecuado el fusible de 0,1 A?

Así es como se estima la corriente del primario cuando se detectan averías. La potencia de salida es igual a la potencia de carga en continua:

$$P_{out} = VI = (15\text{ V})(1{,}2\text{ A}) = 18\text{ W}$$

Ignore las pérdidas de potencia en el rectificador y el transformador. Como la potencia de entrada debe ser igual a la potencia de salida:

$$P_{in} = 18\text{ W}$$

Como $P_{in} = V_1 I_1$, podemos calcular la corriente del primario:

$$I_1 = \frac{18\text{ W}}{115\text{ V}} = 0{,}156\text{ A}$$

Esto es sólo una estimación, porque ignoramos las pérdidas de potencia en el transformador y el rectificador. La corriente de primario real será mayor en un 5-20 por 100 a causa de estas pérdidas adicionales. En cualquier caso, el fusible es inadecuado. Debería ser al menos de 0,25 A.

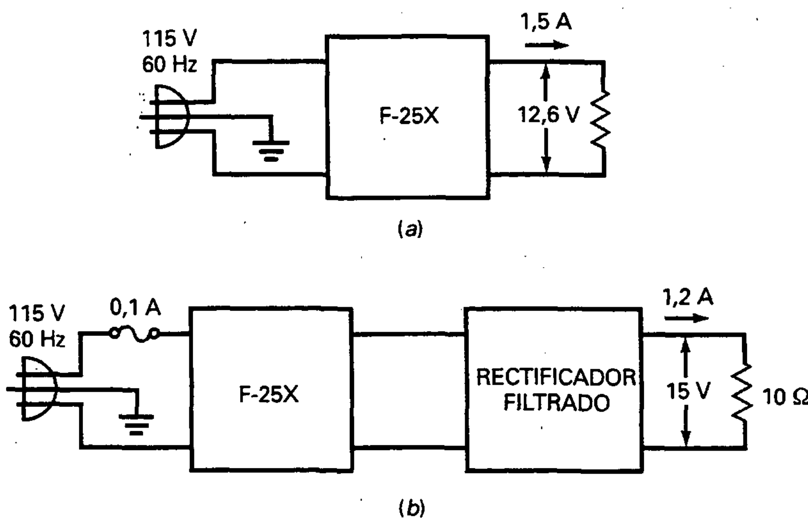


Figura 4-20. *a*) Límites en un transformador real; *b*) calculando la corriente por el fusible.

❑ Fusibles de fundido lento

Suponga que en la Figura 4-20*b* se usa un filtro con condensador a la entrada. Si un fusible ordinario de 0,25 A se usa en la Figura 4-20*b*, se fundirá cuando se dé potencia al circuito. La razón es la corriente inicial descrita anteriormente. La mayoría de las fuentes de alimentación usan fusibles de fundido lento, unos que temporalmente soportan sobrecargas de corriente. Por ejemplo, un fusible de fundido lento de 0,25 A puede soportar:

- 2 A durante 0,1 segundos,
- 1,5 A durante 1 segundo,
- 1 A durante 2 segundos,

y así sucesivamente. Con un fusible de fundido lento el circuito tiene tiempo de cargar el condensador. Después, la corriente del primario cae a su nivel normal y el fusible estará todavía intacto.

❑ Calculando la corriente del diodo

Tanto si un rectificador de media onda se filtra como si no, la corriente media a través del diodo tiene que igualar a la corriente por la carga en continua porque sólo hay un camino para la corriente. Como derivación:

$$\text{Media onda: } I_{\text{diodo}} = I_{\text{dc}} \tag{4-15}$$

Por otro lado, la corriente media a través de un diodo en el rectificador de onda completa es igual sólo a la mitad de la corriente por la carga en continua porque hay dos diodos en el circuito compartiendo la carga. Similarmente, cada diodo en un puente rectificador tiene que soportar una corriente media de la mitad de la corriente por la carga en continua. Como derivación:

$$\text{Onda completa: } I_{\text{diodo}} = 0{,}5I_{\text{dc}} \tag{4-16}$$

La Tabla 4-2 resume las propiedades de los tres rectificadores con filtro con condensador a la entrada.

❑ Leyendo una hoja de características

Diríjase a la hoja de características del 1N4001 en el Apéndice. La tensión inversa repetitiva de pico, designada con V_{RRM} en la hoja de características, es la misma que la tensión inversa de pico discutida antes. La hoja de características muestra que el 1N4001 puede soportar una tensión inversa de 50 V.

El valor medio de la corriente en directa rectificada ($I_{F(\text{AV})}$, $I_{(\text{máx})}$, o I_0) es el valor medio de la corriente continua que atraviesa el diodo. Como ya vimos, es igual a la mitad de la corriente continua en la carga para un rectificador de onda completa o puente rectificador. Para rectificadores de media onda, la corriente en el diodo es igual a la corriente continua en la carga. De acuerdo con la hoja de características, el 1N4001 puede tener una corriente

Tabla 4-2. Rectificadores con filtro con condensador a la entrada*

	Media onda	Onda completa	Puente
Número de diodos	1	2	4
Entrada del rectificador	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de continua (ideal)	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de continua (2.ª)	$V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$0{,}5V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$V_{p(2)} - 1{,}4$ V
Frecuencia de rizado	f_{in}	$2f_{in}$	$2f_{in}$
PIV	$2V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Corriente del diodo	I_{dc}	$0{,}5I_{dc}$	$0{,}5I_{dc}$

* $V_{p(2)}$ = tensión de pico en el secundario; $V_{p(out)}$ = tensión de pico en la salida; I_{dc} = corriente por la carga en continua.

continua de 1 A, lo que significa que la corriente por la carga puede ser como máximo de 2 A en un puente rectificador. Obsérvese también la limitación para el pico de corriente I_{FSM}. Como se indica en la hoja de características, un 1N4001 puede soportar hasta 30 A durante el primer ciclo cuando se enciende el circuito.

❑ Filtros *RC*

Antes de los años setenta se conectaban *filtros pasivos* (componentes *R*, *L* y *C*) entre el condensador del filtro y la carga. Hoy en día raramente se ven filtros pasivos en fuentes de alimentación con semiconductores, pero pueden existir aplicaciones especiales, tales como amplificadores de potencia de audio, en las que se pueden encontrar.

La Figura 4-21*a* muestra un puente rectificador y un filtro con condensador a la entrada. Normalmente, un diseñador fijará un rizado de pico a pico no superior al 10 por 100 a través del condensador del filtro. La razón para no tratar de obtener un rizado aún menor es que el condensador del filtro sería demasiado grande. Un filtrado adicional se realiza entonces mediante secciones *RC* entre el condensador del filtro y la resistencia de carga.

Las secciones *RC* son ejemplos de filtros pasivos, los que usan sólo componentes *R*, *L* o *C*. Por consideraciones de diseño, *R* debe ser mucho mayor que X_C a la frecuencia del rizado. Por tanto, el rizado se reduce antes de que alcance la resistencia de carga. Comúnmente, *R* es por lo menos diez veces mayor que X_C, lo que significa que cada sección atenúa el rizado en un factor por lo menos de 10. La desventaja principal del filtro *RC* es la pérdida de tensión en cada resistencia. Esto quiere decir que el filtro *RC* es adecuado solamente para cargas pequeñas (corriente por la carga pequeña o resistencia de carga grande).

❑ Filtros *LC*

Cuando la corriente por la carga es grande, los filtros *LC* de la Figura 4-21*b* representan una mejora con respecto a los filtros *RC*. De nuevo, la idea es reducir el rizado a través de los componentes en serie, las bobinas en este

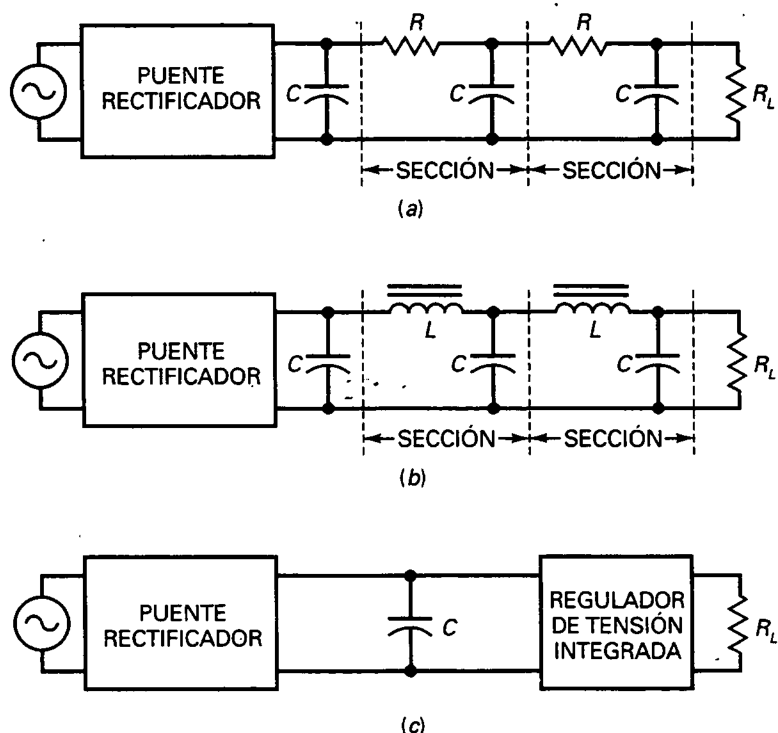


Figura 4-21. *a*) Filtrado *RC*; *b*) filtrado *LC*; *c*) filtrado con regulador de tensión.

caso. Esto se logra haciendo X_L mucho mayor que X_C a la frecuencia del rizado. De esta forma, el rizado se puede reducir a niveles extremadamente bajos. Además, la caída de tensión continua en las bobinas es mucho menor que en las secciones *RC* porque la resistencia de los arrollamientos es menor.

El filtro *LC* fue popular en su tiempo. En la actualidad se está haciendo obsoleto en fuentes de alimentación típicas debido al tamaño y coste de las bobinas. Para fuentes de alimentación de baja tensión, el filtro *LC* ha sido sustituido por un *circuito integrado*. Éste es un dispositivo que contiene diodos, transistores, resistencias y otros componentes en un paquete miniaturizado para realizar funciones específicas.

La Figura 4-21*c* ilustra la idea. Un *regulador de tensión integrado*, que es un tipo de circuito integrado, está entre el condensador del filtro y la resistencia de carga. Este dispositivo no sólo reduce el rizado, también mantiene constante la tensión continua de salida. Explicaremos los reguladores de tensión integrados en un capítulo posterior. Debido a su bajo coste, los reguladores de tensión integrados son ahora el método estándar usado para reducir el rizado.

4-9. DETECCIÓN DE AVERÍAS

Casi todos los equipos electrónicos tienen una fuente de alimentación, típicamente un rectificador delante de un filtro con condensador a la entrada seguido de un regulador de tensión (que se comentará más tarde). La fuente

de alimentación proporciona las tensiones continuas requeridas por los demás dispositivos. Si el funcionamiento del equipo no es el adecuado, lo primero que hay que comprobar es la tensión continua que entrega la fuente de alimentación. Muy frecuentemente, *los fallos de los equipos están causados por problemas en la fuente de alimentación.*

❑ Procedimiento

Se supone que se están detectando averías en el circuito de la Figura 4-22. Puede comenzar midiendo la tensión continua en la carga. Debería ser aproximadamente la misma que la tensión de pico en el secundario. Si no, hay dos posibles caminos a seguir.

Primero, si no hay tensión en la carga se emplea un voltímetro flotante para medir la tensión en el secundario (en la escala de alterna). Esta lectura es la tensión rms del arrollamiento secundario. Convierta esto a valor de pico. Puede estimar el valor de pico añadiendo un 40 por 100 al valor rms. Si éste es normal, los diodos pueden estar defectuosos. Si no hay tensión en el secundario, el fusible puede estar fundido o el transformador defectuoso.

Segundo, si hay tensión continua, pero es menor de lo que debiera, conviene mirar la tensión continua en la carga con un osciloscopio, poniendo atención al rizado. Una tensión de rizado pico a pico de aproximadamente el 10 por 100 de la tensión ideal en la carga es razonable. El rizado puede tener un valor un poco mayor o un poco menor que el indicado, según el diseño. Además, la frecuencia del rizado debe ser de 100 Hz para un rectificador de onda completa o para un puente rectificador. Si el rizado es de 50 Hz uno de los diodos puede estar abierto.

❑ Fallos comunes

Algunos fallos que surgen comúnmente en los puentes rectificadores con filtros con condensador son los siguientes:

1. Si el fusible está abierto no habrá tensión en ningún punto del circuito.
2. Si el condensador del filtro está abierto, la tensión continua en la carga será pequeña, ya que la salida tendrá una señal de onda completa no filtrada.

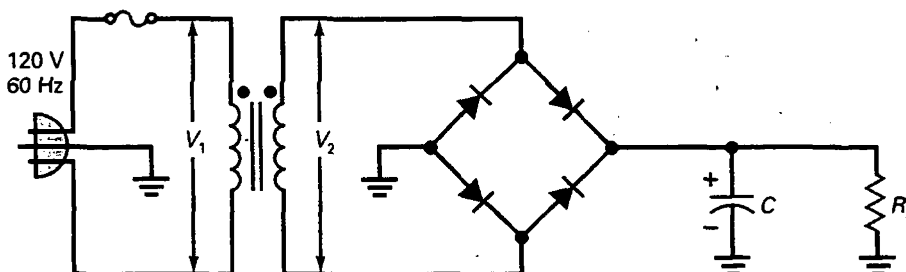


Figura 4-22. Detección de averías.

3. Si un diodo está abierto, la tensión continua en la carga será menor porque habrá sólo rectificación de media onda. También la frecuencia del rizado será de 50 Hz y no de 100 Hz. Si todos los diodos están abiertos no habrá salida.
4. Si la carga está en corto, el fusible se fundirá. Posiblemente uno o más diodos se estropearán o el transformador se dañará.
5. A veces, por envejecimiento, en el condensador del filtro aumenta la corriente de fugas, con lo que se reduce la tensión continua en la carga.
6. Ocasionalmente, algunas vueltas que hagan cortocircuito en el transformador reducen la tensión continua de salida. En este caso el transformador se siente muy caliente al tacto.
7. Además de estas averías también puede haber puentes de soldadura, uniones de soldadura en frío, malas conexiones, etc. La Tabla 4-3 resume estos fallos y sus síntomas.

EJEMPLO 4-11

Cuando el circuito de la Figura 4-23 funciona normalmente, tiene una tensión rms en el secundario de 12,7 V, una tensión en la carga de 18 V y una tensión de rizado pico a pico de 318 mV. Si el condensador del filtro está abierto, ¿qué le ocurre a la tensión continua en la carga?

SOLUCIÓN

Con el condensador del filtro abierto, el circuito se convierte en un puente rectificador normal sin condensador del filtro. Como no hay acción de filtrado, un osciloscopio a través de la carga representaría una señal de onda completa con un valor de pico de 18 V. El valor medio es el 63,6 por 100 de 18 V, que es 11,4 V.

EJEMPLO 4-12

Suponga que la resistencia de carga en la Figura 4-23 está en cortocircuito. Describa los síntomas.

Tabla 4-3. Fallos típicos para puentes rectificadores con filtro con condensador a la entrada

	V_1	V_2	$V_{L(dc)}$	V_R	f_{rizado}	Tipo de salida
Fusible fundido	0	0	0	0	0	Sin salida
Condensador abierto	OK	OK	Baja	Alta	100 Hz	Señal de onda completa
Un diodo abierto	OK	OK	Baja	Alta	50 Hz	Rizado de media onda
Todos los diodos abiertos	OK	OK	0	0	0	Sin salida
Carga en cortocircuito	0	0	0	0	0	Sin salida
Condensador con pérdidas	OK	OK	Baja	Alta	100 Hz	Salida pequeña
Arrollamientos en corto	OK	Baja	Baja	OK	100 Hz	Salida pequeña

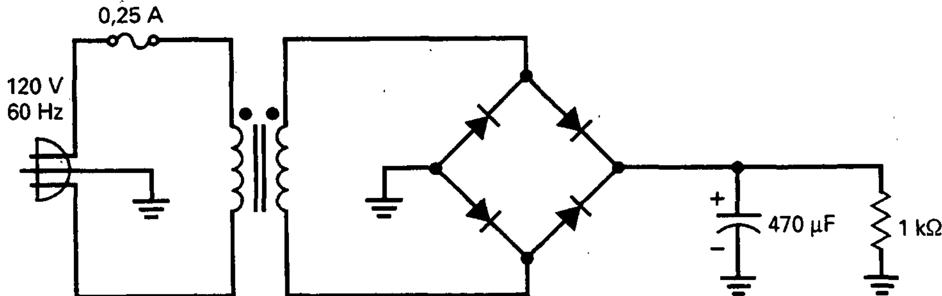


Figura 4-23

SOLUCIÓN

Un cortocircuito en la carga hará que la corriente alcance un valor extremadamente alto, lo que provocará que se funda el fusible. Además, es posible que uno o más diodos se destruyan antes de que el fusible se queme. Si está detectando averías en un circuito con una carga en cortocircuito, obtendrá una lectura de cero para todas las tensiones debido al fusible quemado. Después de probar el fusible con un óhmetro no se limite a sustituirlo y a encender el equipo.

Con la alimentación desconectada, sería conveniente verificar los diodos con un óhmetro para saber si alguno quedó destruido. Después de reemplazar cualquier diodo defectuoso, deberá medir la resistencia de carga con un óhmetro. Si indica cero, aún quedan fallos que detectar.

El fallo podría ser un puente de soldadura en la resistencia de carga, una mala conexión; en fin, hay muchas posibilidades. Los fusibles se queman a veces sin que se produzca un corto permanente en la carga.

En general, recuerde esto: *siempre que halle un fusible quemado, compruebe los posibles daños en los diodos y un posible corto en la resistencia de carga.*

Un detector de averías al final de este capítulo tiene nueve fallos diferentes, incluyendo diodos y condensadores abiertos, cargas en corto, fusibles quemados y masas en circuito abierto.

4-10. LIMITADORES DE NIVEL DE CONTINUA

Los diodos empleados en fuentes de alimentación de baja frecuencia son *diodos rectificadores.* Tienen una limitación de potencia mayor que 0,5 W y están optimizados para funcionar a 50 Hz. El diodo rectificador típico tiene una limitación de corriente de amperios. Excepto para fuentes de alimentación, los diodos rectificadores tienen poco uso porque la mayoría de los circuitos en los equipos electrónicos funcionan a frecuencias mucho más altas.

❑ Diodos de pequeña señal

En esta sección estaremos usando *diodos para pequeña señal.* Estos diodos tienen limitaciones de potencia menores que 0,5 W (con corrientes de miliamperios y no de amperios) y se emplean en general a frecuencias mucho mayores que 50 Hz. Su construcción pequeña y ligera es lo que permite que funcionen a frecuencias muy superiores.

❑ El limitador positivo

Un limitador es un circuito que elimina partes positivas o negativas de una forma de onda. Este tipo de procesado es útil en la conformación de señales, protección de circuitos y comunicaciones. La Figura 4-24*a* muestra un **limitador positivo** (llamado a veces *recortador),* que es *un circuito que elimina las partes positivas de la señal.* Como se ve, la tensión de salida tiene sólo semiciclos negativos.

El circuito funciona así: durante el semiciclo positivo de la señal de entrada el diodo conduce y aparece como un corto en los terminales de salida. Idealmente, la tensión debe ser cero. Durante el semiciclo negativo, el diodo tiene polarización inversa y está abierto. En este caso, el semiciclo negativo aparece a la salida. Por diseño, la resistencia en serie es mucho menor que la resistencia de carga. Ésta es la razón de que el pico negativo de salida se muestre como $-V_p$ en la Figura 4-24*a*.

En una segunda aproximación, la tensión del diodo es 0,7 V cuando conduce. Por tanto, el nivel de recorte no es cero, sino 0,7 V. Por ejemplo, si la señal de entrada tiene un valor de pico de 20 V, la salida del limitador aparecerá como en la Figura 4-24*b*.

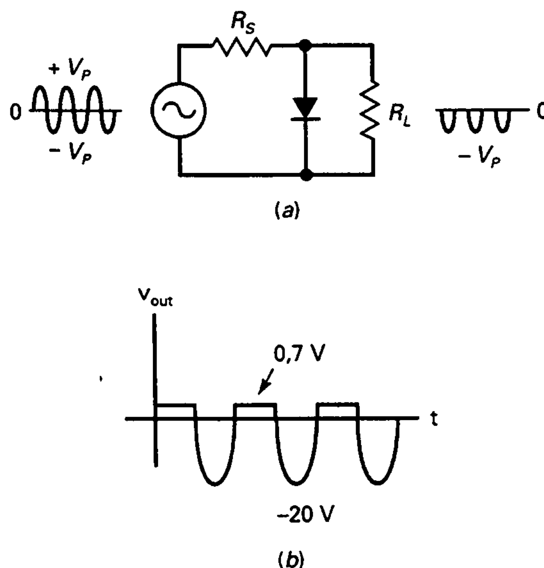


Figura 4-24. *a*) Limitador positivo; *b*) forma de onda de salida.

❑ Definición de condiciones

Los diodos de pequeña señal tienen un área de unión más pequeña que los diodos rectificadores porque están optimizados para trabajar a frecuencias más altas. Como resultado, tienen una resistencia interna mayor. La hoja de características de un diodo de pequeña señal como el 1N914 muestra una corriente directa de 10 mA a 1 V. Por tanto, la resistencia interna es:

$$R_B = \frac{1\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{10\text{ mA}} = 30\ \Omega$$

¿Por qué es importante la resistencia interna? Porque el limitador no trabajará correctamente a menos que la resistencia en serie R_S sea mucho mayor que la resistencia interna. Además, el limitador no funcionará adecuadamente a menos que la resistencia en serie R_S sea mucho menor que la resistencia de carga. Para que un limitador funcione correctamente usaremos esta definición:

$$\text{Limitador duro}: 100R_B < R_S < 0{,}01R_L \qquad (4\text{-}17)$$

Esto dice que la resistencia en serie debe ser 100 veces mayor que la resistencia interna y 100 veces menor que la resistencia de carga. Cuando un limitador satisface esas condiciones le llamamos un limitador duro. Por ejemplo, si el diodo tiene una resistencia interna de 30 Ω, la resistencia en serie debería ser al menos 3 kΩ y la resistencia de carga debería ser al menos 300 kΩ.

❑ El limitador negativo

Si se invierte la polaridad del diodo en la Figura 4-25*a*, se obtiene un **limitador negativo.** Como podía esperar, esto *elimina las partes negativas de la señal.* Idealmente, la forma de onda de salida sólo tiene semiciclos positivos.

El recorte no es perfecto. A causa de la *tensión umbral* del diodo (otra forma de llamar a la barrera de potencial), el nivel de recorte está cercano a los –0,7 V. Si la señal de entrada tiene un pico de 20 V, la señal de salida será como la de la Figura 4-25*b*.

❑ Circuito fijador

El limitador es útil para conformación de señales, pero el mismo circuito se puede usar de una forma diferente. Eche un vistazo a la Figura 4-26*a*. La entrada normal a este circuito es una señal con un pico de sólo 15 mV. Por tanto, la salida normal es la misma señal porque ningún diodo actúa durante el ciclo.

¿Qué tiene de bueno el circuito si los diodos no conducen? Siempre que se tenga un circuito sensible, uno que no puede tener demasiada entrada, se puede usar un limitador positivo-negativo para proteger su entrada, como se muestra en la Figura 4-26*b*. Si la señal de entrada trata de superar los 0,7 V,

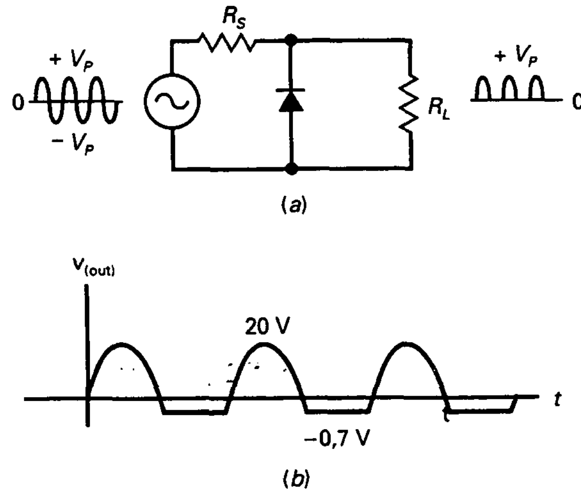


Figura 4-25. *a*) Limitador negativo; *b*) forma de onda de salida.

la salida se limita a 0,7 V. Por otro lado, si la señal de entrada trata de bajar de –0,7 V, la salida queda limitada a –0,7 V. En un circuito como éste, el funcionamiento normal significa que la señal de entrada siempre es menor que 0,7 V en ambas polaridades.

Un ejemplo de circuito sensible es el amplificador operacional, un circuito integrado que se expondrá en capítulos posteriores. La tensión de entrada típica a un amplificador operacional es menor que 15 mV.

Tensiones superiores a 15 mV no son normales, y las tensiones mayores que 0,7 voltios son anormales. Un limitador a la entrada de un amplificador operacional previene que sean aplicadas tensiones de entrada excesivas ac-

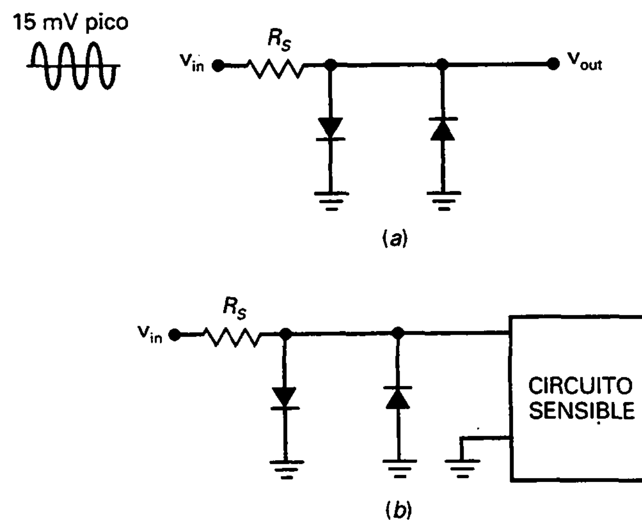


Figura 4-26. *a*) Circuito fijador; *b*) protegiendo un circuito sensible.

cidentalmente. Un ejemplo más familiar de un circuito sensible es un medidor de bobina móvil. Incluyendo un limitador, podemos proteger el movimiento del medidor contra tensiones o corrientes de entrada excesivas.

El limitador de la Figura 4-26*a* se denomina también *circuito fijador*. El término sugiere la fijación o limitación de la tensión en un rango especificado. Con un circuito fijador, los diodos permanecen apagados durante el funcionamiento normal. Los diodos conducen sólo cuando algo es anormal, cuando la señal es demasiado grande.

❑ Limitadores polarizados

El nivel de referencia (lo mismo que el nivel de recorte) de un limitador positivo es idealmente cero, o 0,7 V en una segunda aproximación. ¿Qué podemos hacer para cambiar este nivel de referencia?

En electrónica, **polarizar** significa *aplicar una tensión externa para cambiar el nivel de referencia de un circuito*. La Figura 4-27*a* es un ejemplo de polarización para cambiar el nivel de referencia de un limitador positivo. Añadiendo una fuente de tensión continua en serie con el diodo podemos cambiar el nivel del límite. La nueva V debe ser menor que V_p para funcionar con normalidad. Con un diodo ideal la conducción empieza tan pronto como la tensión de entrada sea mayor que V. En una segunda aproximación empieza cuando la tensión de entrada sea mayor que V + 0,7 V.

La Figura 4-27*b* muestra cómo polarizar un limitador negativo. Note que el diodo y la batería están invertidos. Debido a eso el nivel de referencia cambia a $-V$ – 0,7 V. La forma de onda de salida se limita negativamente al nivel de polarización.

❑ Combinación de limitadores

Podemos combinar los dos limitadores polarizados como se muestra en la Figura 4-28. El diodo D_1 recorta las partes positivas por encima del nivel de polarización positivo, y el diodo D_2 recorta las partes por debajo del nivel de polarización negativa. Cuando la tensión de entrada es muy grande compa-

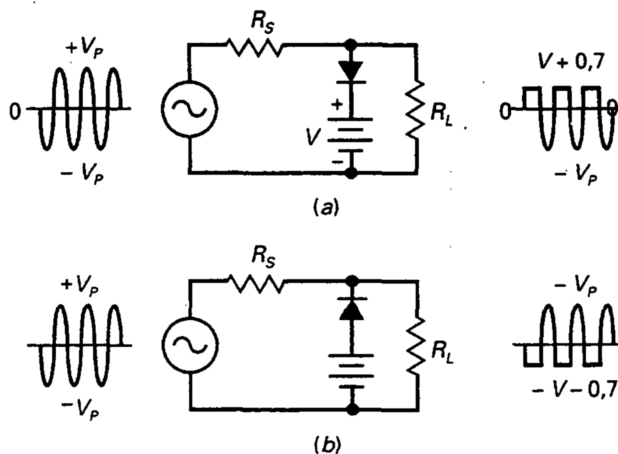


Figura 4-27. *a*) Limitador positivo polarizado; *b*) limitador negativo polarizado.

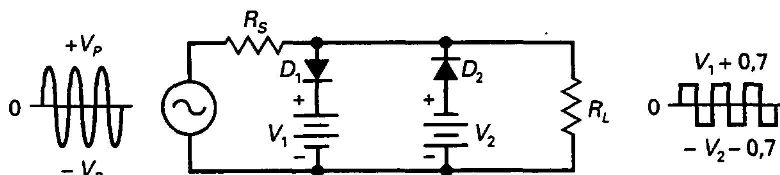


Figura 4-28. Limitador positivo-negativo polarizado.

rada con los niveles de polarización, la señal de salida es una onda cuadrada, como se muestra en la Figura 4-28. Este es otro ejemplo de conformación de señales que se puede hacer con limitadores.

❑ Variaciones

Usar baterías para fijar el nivel de recorte es poco práctico. Una opción posible consiste en añadir más diodos de silicio, ya que cada uno de ellos produce una caída de tensión de 0,7 V.

Por ejemplo, la Figura 4-29*a* muestra tres diodos en un limitador positivo. Como cada diodo tiene una tensión aproximada de 0,7 V, el par de diodos produce un nivel de recorte aproximadamente de 2,1 V. La aplicación no tiene por qué ser de conformación de onda. Podemos usar el mismo circuito como un fijador para proteger un circuito sensible que no puede tolerar más de 2,1 V de entrada.

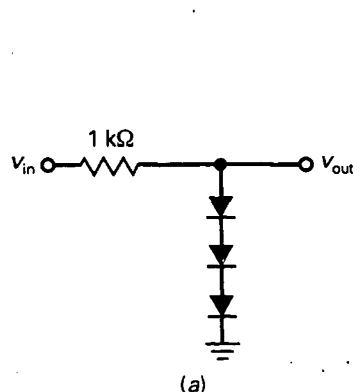
La Figura 4-29*d* muestra otra manera de polarizar un limitador sin baterías. Esta vez, usamos un divisor de tensión (R_1 y R_2) para ajustar el nivel de polarización. El nivel de polarización viene dado por:

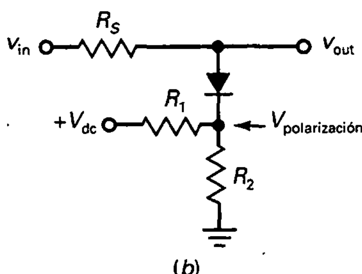
$$V_{\text{polarización}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{dc}} \tag{4-18}$$

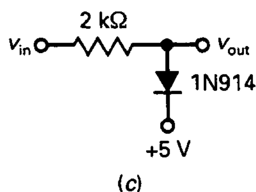
En este caso, la tensión de salida se recorta o limita cuando la entrada es mayor que $V_{\text{polarización}} + 0{,}7$ V.

La Figura 4-29*c* muestra un circuito fijador polarizado. Se puede usar para proteger circuitos sensibles de tensiones de entrada excesivas. El nivel de polarización se muestra como +5 V. Puede ser cualquier nivel que se desee. Con un circuito como éste, una tensión grande destructiva de +100 V nunca alcanza la carga porque el diodo limita la tensión de salida a un valor máximo de +5,7 V.

En otros casos se emplea una variación como la que se ve en la Figura 4-29*d* para eliminar la tensión del diodo limitador D_1. La idea es la siguiente: el diodo D_2 tiene una ligera polarización directa para conducción, por lo que su tensión es aproximadamente de 0,7 V. Estos 0,7 V se aplican a 1 kΩ en serie con D_1 y 100 kΩ, lo que supone que el diodo D_1 está a punto de conducir. En consecuencia, cuando llega una señal, D_1 conduce cerca de los 0 V.







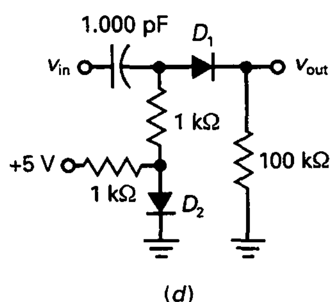


Figura 4-29. *a*) Limitador con tres tensiones umbral; *b*) un divisor de tensión polariza el limitador; *c*) un circuito fijador protege por encima de 5,7 V; *d*) el diodo D_2 polariza a D_1 para eliminar la tensión umbral.

4-11. EL CAMBIADOR DE NIVEL DE CONTINUA

El **cambiador de nivel de continua** añade una tensión continua a la señal.

❑ El cambiador de nivel positivo

La Figura 4-30*a* muestra la idea básica de un cambiador de nivel de continua. Cuando un cambiador positivo tiene una onda sinusoidal a la entrada, añade una tensión continua positiva a la onda sinusoidal. Dicho de otra forma, el cambiador de nivel de continua positivo desplaza el nivel de referencia de alterna (normalmente cero) hasta un nivel de continua. El efecto es una tensión alterna centrada en un nivel de continua. Esto significa que cada punto de la onda sinusoidal se ve desplazado hacia arriba, como se muestra en la onda de salida.

La Figura 4-30*b* muestra una forma equivalente de ver el efecto de un cambiador positivo. Una fuente alterna controla el lado de la entrada al cambiador de nivel de continua. La tensión de Thevenin de la salida del cambiador de nivel es la superposición de una fuente continua y una alterna. La señal alterna tiene una tensión continua de V_p añadida a ella. Ésta es la razón de que la onda sinusoidal entera de la Figura 4-30*a* se desplazará hacia arriba hasta alcanzar un pico positivo de $2V_p$ y un pico negativo de cero.

En la Figura 4-31*a* se representa un cambiador de nivel de continua positivo. Idealmente, funciona de la siguiente manera: en el primer semiciclo negativo de la tensión de entrada el diodo conduce como se muestra en la Figura 4-31*b*. En el pico negativo, el condensador debe cargarse a V_p con la polaridad indicada.

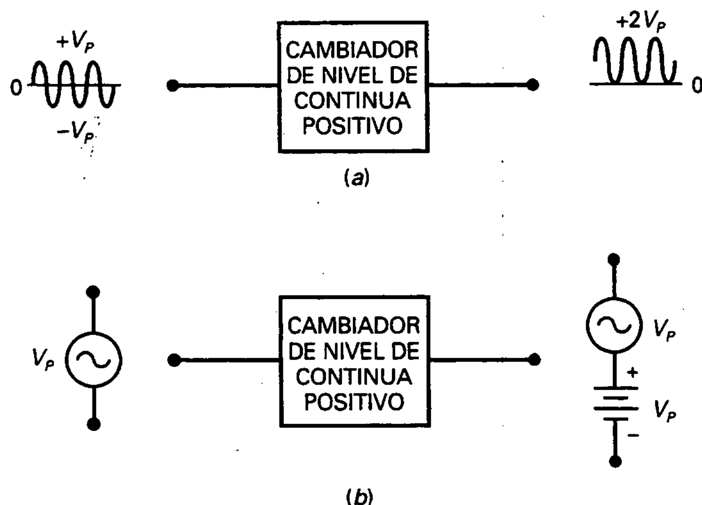


Figura 4-30. *a*) Cambiador de nivel de continua positivo desplaza la forma de onda hacia arriba; *b*) el cambiador de nivel de continua positivo añade una componente continua a la señal.

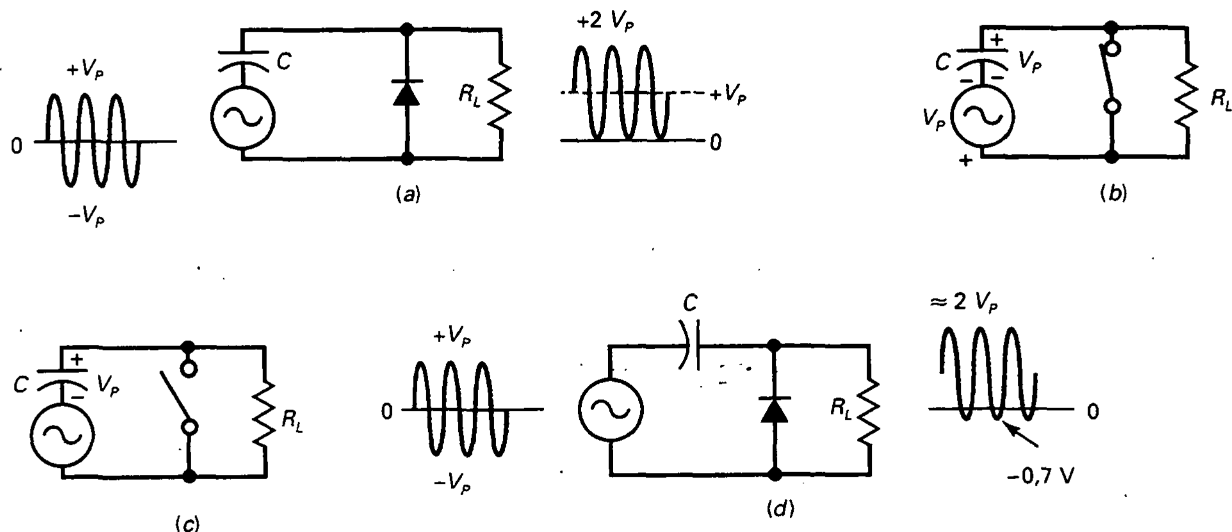


Figura 4-31. *a*) Cambiador de nivel de continua ideal; *b*) en el pico positivo; *c*) por encima del pico positivo; *d*) el cambiador de nivel de continua no es tan perfecto.

Un poco después del pico negativo el diodo se abre, como se ve en la Figura 4-31*c*. La constante de tiempo R_LC es, deliberadamente, mucho mayor que el período T de la señal de entrada. Definiremos *mucho más grande* como al menos 100 veces más grande:

$$\text{Cambiador de nivel de continua duro: } R_LC > 100T \qquad (4\text{-}19)$$

Por esta razón, el condensador permanece casi completamente cargado durante el tiempo en el que el diodo no conduce. En una primera aproximación, el condensador actúa como una pila de V_p voltios. Por ello, la tensión de salida en la Figura 4-31*a* es una señal desplazada positivamente V_p. Cualquier cambiador que satisface la Ecuación (4-19) se denomina *cambiador de nivel de continua duro.*

La idea es similar a como funciona un rectificador de media onda con un filtro con condensador a la entrada. En el primer cuarto de ciclo se carga el condensador totalmente. Después el condensador retiene casi toda su carga durante los ciclos siguientes. La pequeña carga que se pierde entre ciclos se reemplaza por la conducción del diodo.

En la Figura 4-31*c*, el condensador cargado parece una batería con una tensión de V_p. Ésta es la tensión continua que se está añadiendo a la señal. Después del primer cuarto de ciclo, la tensión de salida es una onda sinusoidal desplazada positivamente con un nivel de referencia de 0; es decir, se sitúa sobre un nivel de 0 V.

En la Figura 4-31*d* se ve el circuito como habitualmente se dibuja. Como el diodo absorbe 0,7 V al conducir, la tensión del condensador no puede alcanzar el valor V_p. Por esta razón, el cambio de nivel no es perfecto, y los picos negativos tienen un nivel de referencia de −0,7 V.

❑ El cambiador de nivel negativo

¿Qué sucede si se da la vuelta al diodo de la Figura 4-31*d*? Obtenemos el cambiador de nivel de continua negativo de la Figura 4-32. Como puede observarse, la polaridad de la tensión del condensador se invierte y el circuito se convierte en un cambiador de nivel de continua negativo. De nuevo, el cambiador no es perfecto porque los picos positivos tienen un nivel de referencia de 0,7 V en lugar de 0 V.

Para recordar hacia dónde se mueve el nivel de continua de una señal, note que el diodo apunta en la dirección del desplazamiento. En la Figura 4-32, el diodo apunta hacia abajo, la misma dirección que el desplazamiento de la onda sinusoidal. Esto nos dice que es un cambiador de nivel de continua negativo. En la Figura 4-31*a*, el diodo apunta hacia arriba, la forma de onda se desplaza hacia arriba y tenemos un cambiador de nivel de continua positivo.

Ambos cambiadores de nivel, el positivo y el negativo, son frecuentemente utilizados. En los receptores de televisión, por ejemplo, se usa un cambiador de nivel de continua para añadir una tensión continua a la señal de vídeo. También se utilizan en circuitos de comunicaciones y radar.

Una aclaración final. La imperfección de los circuitos limitadores y cambiadores de nivel de continua comentada anteriormente no es un problema. Después de que se expongan los amplificadores operacionales volveremos sobre los limitadores y cambiadores de nivel de continua. En ese momento, se verá lo fácil que es eliminar el problema de la barrera de potencial. En otras palabras, estudiaremos circuitos que son casi perfectos.

❑ El detector pico a pico

Un rectificador de media onda con filtro con condensador a la entrada produce una tensión continua de salida aproximadamente igual al pico de la señal de entrada. Cuando *el mismo circuito usa un diodo de pequeña señal,* se denomina un **detector de pico**. Típicamente, los detectores de pico operan a frecuencias que son muy superiores a 50 Hz. La salida de un detector de pico es útil para medidas, procesado de señal y comunicaciones.

Si se *conectan en cascada un cambiador de nivel de continua y un detector de picos,* se obtiene un **detector pico a pico** (Fig. 4-33). Como puede observar, la salida de un cambiador de nivel de continua se usa como entrada a un detector de pico. La onda sinusoidal de entrada sufre un cambio de nivel de continua positivo; por tanto, la entrada al detector de picos tiene un valor de pico de $2V_p$. Ésta es la razón por la que la salida del detector de picos presenta una tensión continua igual a $2V_p$.

Como siempre, la constante de tiempo de descarga R_LC debe ser mucho mayor que el período de la señal de entrada. Al cumplir esta condición, se

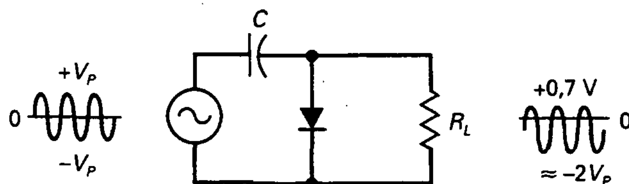


Figura 4-32. Cambiador de nivel de continua negativo.

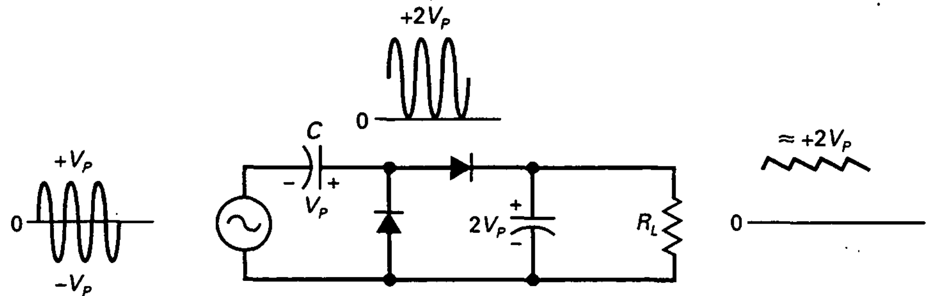


Figura 4-33. Detector pico a pico.

obtiene un buen cambio de nivel y una buena detección de picos. El rizado de salida será consecuentemente pequeño.

Una aplicación es la medida de señales no sinusoidales. Un voltímetro de alterna normal se calibra para leer los valores rms de una señal alterna. Si usted trata de medir una señal no sinusoidal, obtendrá una lectura incorrecta con un voltímetro de alterna normal. Sin embargo, si la salida de un detector pico a pico se usa como entrada a un voltímetro de continua, indicará la tensión pico a pico. Si la señal no sinusoidal varía entre −20 y +50 V, la lectura es 70 V.

4-12. MULTIPLICADORES DE TENSIÓN

Un detector pico a pico usa diodos de pequeña señal y opera a frecuencias altas. Usando diodos rectificadores y operando a 60 Hz podemos producir un nuevo tipo de fuente de alimentación denominado **duplicador de tensión**.

❑ Duplicador de tensión

La Figura 4-34*a* es un duplicador de tensión. La configuración es la misma que un detector pico a pico, excepto que usamos diodos rectificadores y operan a 60 Hz. La sección del cambiador añade una componente continua a la tensión del secundario. El detector de pico produce entonces una tensión de continua a la salida que es dos veces la tensión del secundario.

¿Por qué molestarse en usar un duplicador de tensión cuando podemos cambiar la relación de espiras para obtener más tensión de salida? La respuesta es que no necesita usar un duplicador de tensión a tensiones bajas. La única vez que tendrá problemas es cuando trate de producir tensiones de salida muy altas.

Por ejemplo, la tensión de red es 120 V rms, o 170 V de pico. Si trata de producir 3.400 V de continua, necesitará usar un transformador de relación de espiras 1 : 20. Aquí es donde aparece el problema. Las tensiones en el secundario muy altas sólo se pueden obtener con transformadores grandes. En algún momento, un diseñador debe decidir que sería más simple usar un duplicador de tensión y un transformador más pequeño.

❑ Triplicador de tensión

Conectando otra sección, se obtiene el **triplicador de tensión** de la Figura 4-34*b*. Las dos secciones actúan como un duplicador. En el pico del semiciclo negativo, D_3 tiene polarización directa. Esto carga C_3 a $2V_p$ con la polaridad que se ve en la Figura 4-34*b*. La salida del triplicador aparece entre C_1 y C_3. La resistencia de carga se conecta a la salida del triplicador. Mientras la constante de tiempo sea elevada, la tensión de salida será aproximadamente igual a 3 V.

❑ Cuadriplicador de tensión

El circuito de la Figura 4-34*c* es un **cuadriplicador de tensión** con cuatro secciones en cascada (una tras otra). Las tres primeras son un triplicador y la cuarta hace del circuito un cuadriplicador. El primer condensador se carga a V_p; los demás se cargan a $2V_p$. La salida del cuadriplicador aparece en la conexión en serie de C_2 y C_4. Como de costumbre, se requiere una resistencia de carga elevada (constante de tiempo grande) para tener una salida aproximada de $4V_p$.

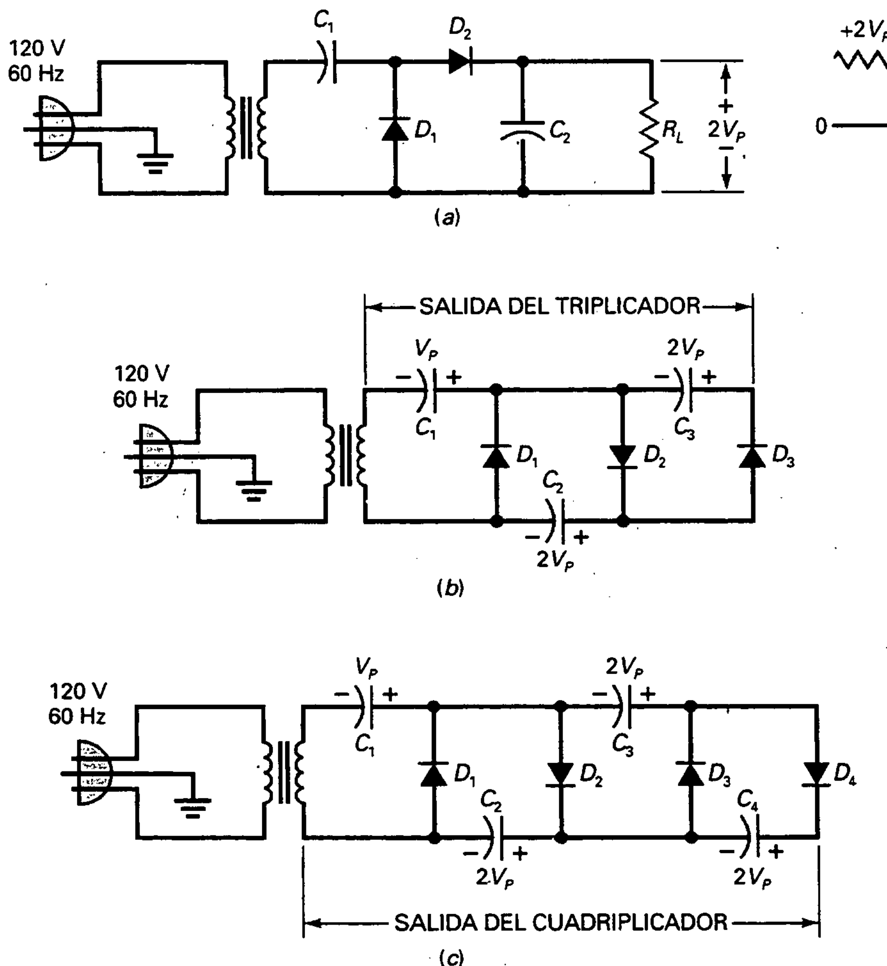


Figura 4-34.
Multiplicadores de tensión con cargas flotantes.
a) Doblador; *b*) triplicador; *c*) cuadriplicador.

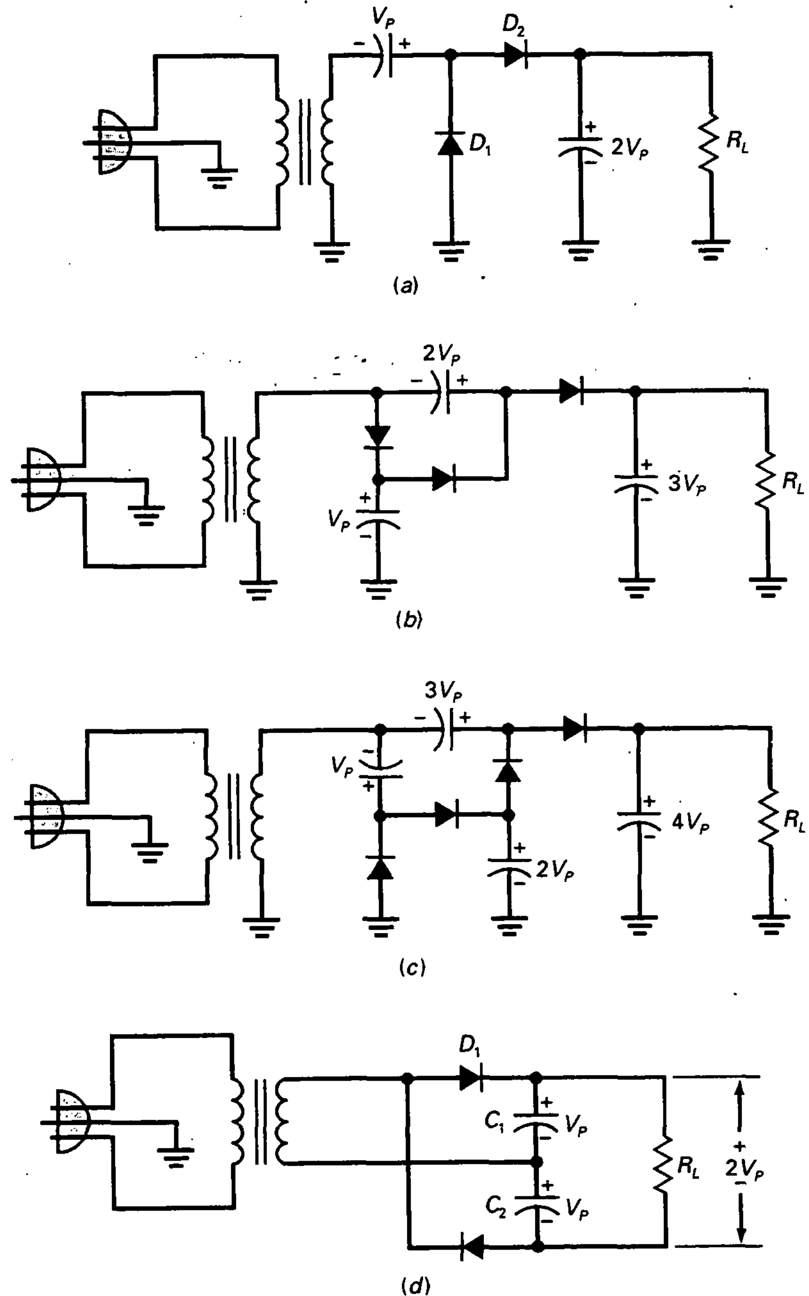


Figura 4-35. Multiplicadores de tensión con cargas a tierra, excepto el duplicador de onda completa. *a*) Duplicador; *b*) triplicador; *c*) cuadriplicador; *d*) duplicador de onda completa.

Teóricamente, podemos añadir secciones indefinidamente, pero el rizado empeora mucho con cada nueva sección. El incremento del rizado es otra razón por la que los multiplicadores de tensión (duplicadores, triplicadores y cuadriplicadores) no se usan en fuentes de alimentación de poca tensión.

Como establecimos antes, los multiplicadores de tensión se usan casi siempre para producir tensiones altas, del orden de cientos o miles de voltios. Los multiplicadores de tensión son la selección natural para dispositivos de alta tensión y corrientes pequeñas como los tubos de rayos catódicos (CRT) usados en los receptores de televisión, osciloscopios y monitores de ordenador.

❑ Variaciones

Todos los multiplicadores de tensión mostrados en la Figura 4-34 usan resistencias de carga que son flotantes. Esto significa que ninguno de los extremos de la carga está a tierra. Las Figuras 4-35*a*, *b* y *c* muestra variaciones de los multiplicadores de tensión. La Figura 4.35*a* meramente añade masas a la Figura 4-34*a*. Por otro lado, las Figuras 4-35*b* y *c* son rediseños del triplicador (Fig. 4-34*b*) y cuadriplicador (Fig. 4-34*c*). En algunas aplicaciones se pueden ver diseños con cargas flotantes (tal como en los CRT); en otros se pueden ver diseños con cargas a tierra.

❑ Duplicador de tensión de onda completa

En la Figura 4-35*d* se representa un duplicador de tensión de onda completa. Durante el semiciclo positivo de la fuente, el condensador superior se carga a la tensión de pico con la polaridad mostrada. Durante el semiciclo siguiente, el condensador inferior se carga a la tensión de pico con la polaridad indicada. Con una carga pequeña, la tensión de salida final es aproximadamente igual a $2V_p$.

Los multiplicadores de tensión expuestos anteriormente son diseños de media onda; es decir, la frecuencia de rizado de salida es de 60 Hz. Por otro lado, el circuito de la Figura 4-35*d* recibe el nombre de **duplicador de onda completa** porque cada uno de los condensadores de salida se carga durante cada semiciclo. Debido a esto, el rizado de salida es de 120 Hz. Esta frecuencia de rizado es una ventaja al ser más fácil de filtrar. Otra ventaja del duplicador de onda completa es que la limitación máxima de tensión inversa (PIV) de los diodos sólo requiere ser mayor que V_p.

RESUMEN

Sección 4-1. El rectificador de media onda

El rectificador de media onda tiene un diodo en serie con una resistencia de carga. La tensión en la carga es una salida de media onda. La tensión media o continua de un rectificador de media onda es igual al 31,8 por 100 de la tensión de pico.

Sección 4-2. El transformador

El transformador de entrada es normalmente un transformador reductor en el que la tensión se reduce y la corriente se incrementa. La tensión en el secundario es igual a la tensión en el primario dividida por la relación de espiras.

Sección 4-3. El rectificador de onda completa

El rectificador de onda completa tiene un transformador con conexión intermedia, con dos diodos y una resistencia de carga. La tensión en la carga es una onda sinusoidal rectificada completa con un valor de pico de igual a la mitad de la tensión de pico del secundario. La tensión media o continua a la salida del rectificador de onda completa es igual al 63,6 por 100 de la tensión de pico, y la frecuencia del rizado es igual a 120 Hz en lugar de 60 Hz.

Sección 4-4. El puente rectificador

El puente rectificador tiene cuatro diodos. La tensión en la carga es una onda sinusoidal rectificada completa con un valor de pico igual a la tensión de pico del secundario. La tensión media o continua en la carga es igual al 63,6 por 100 de la tensión de pico, y la frecuencia de rizado es de 120 Hz.

Sección 4-5. El filtro de choque

El filtro de choque a la entrada es un divisor de tensión *LC* en el que la reactancia inductiva es mucho mayor que la reactancia capacitiva. El tipo de filtro permite que el valor medio de la señal rectificada pasa a la resistencia de carga.

Sección 4-6. El filtro con condensador a la entrada

Este tipo de filtro permite que el valor de pico de la señal rectificada pase a la resistencia de carga. Con un condensador grande el rizado es pequeño, típicamente menor que el 10 por 100 de la tensión de continua. El filtro con condensador a la entrada es el más usado en fuentes de alimentación.

Sección 4-7. Tensión inversa de pico y corriente inicial

La tensión inversa de pico es la tensión máxima que aparece a través del diodo que no conduce en un circuito rectificador. Esta tensión debe ser menor que la tensión de ruptura del diodo. La corriente inicial es la corriente breve pero grande que existe cuando se alimenta el circuito por primera vez. Es breve y grande porque el condensador del filtro se debe cargar a la tensión de pico durante el primer ciclo o, al menos, durante los primeros ciclos.

Sección 4-8. Más sobre fuentes de alimentación

Los transformadores reales normalmente especifican la tensión del secundario para una determinada corriente por la carga. Para calcular la corriente en el primario se puede suponer que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida. Para proteger el circuito de la corriente inicial, se usan normalmente fusibles de fundido lento. La corriente media en un rectificador de media onda es igual a la corriente continua en la carga. En un rectificador de onda completa o puente rectificador, la corriente media en cualquier diodo es la mitad de la corriente continua en la carga. Ocasionalmente se pueden usar filtros *RC* y *LC* para filtrar la salida rectificada.

Sección 4-9. Detección de averías

Algunas de las medidas que se pueden hacer con un filtro con condensador a la entrada son la tensión continua de salida, la tensión en el primario, la tensión en el secundario y el rizado. A partir de ellas se puede, normalmente, deducir el problema. Los diodos abiertos reducen la tensión de salida a cero. Un condensador de filtro abierto reduce la salida al valor medio de la señal rectificada.

Sección 4-10. Limitadores

Un limitador conforma la señal. Recorta las partes positivas o negativas de la señal. El circuito fijador protege circuitos sensibles de entradas excesivas.

Sección 4-11. Cambiadores de nivel de continua

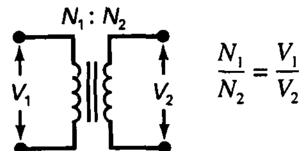
El cambiador de nivel de continua desplaza una señal positiva o negativamente añadiendo una tensión continua a la señal. El detector pico a pico produce una tensión en la carga igual al valor de pico a pico.

Sección 4-12. Multiplicadores de tensión

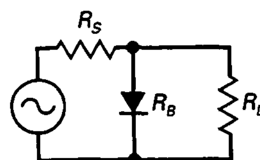
El duplicador de tensión es un rediseño del detector pico a pico. Usa diodos rectificadores en lugar de diodos de pequeña señal. Produce una salida igual a dos veces el valor de pico de la señal rectificada. Los triplicadores y cuadriplicadores de tensión multiplican el pico de entrada por un factor de 3 y 4. El principal uso de los multiplicadores de tensión son las fuentes de alimentación de alta tensión.

DEFINICIONES

(4-14) Relación de espiras:

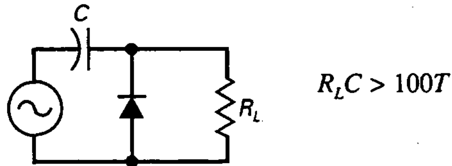


(4-17) Limitador duro:



$100R_B < R_S < 0{,}01R_L$

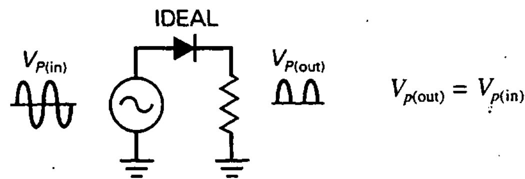
(4-19) Cambiador de nivel de continua duro:



$R_L C > 100T$

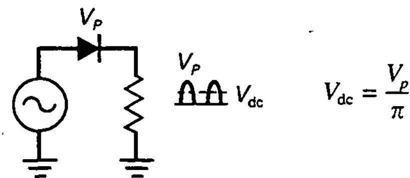
DERIVACIONES

(4-1) Media onda ideal:



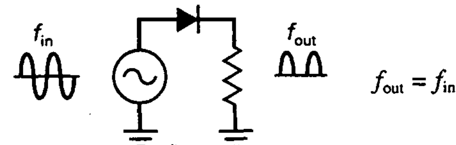
$V_{p(out)} = V_{p(in)}$

(4-2) Media onda:



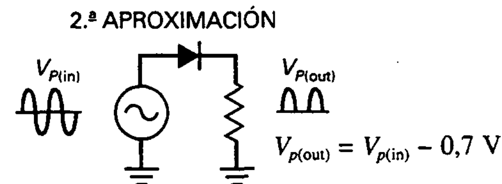
$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi}$

(4-3) Media onda:



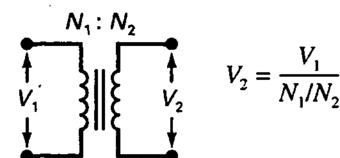
$f_{out} = f_{in}$

(4-4) 2.ª media onda:



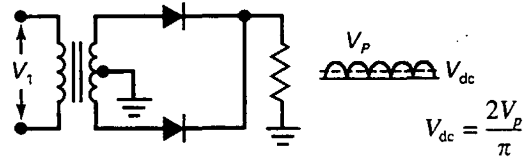
$V_{p(out)} = V_{p(in)} - 0{,}7\ \text{V}$

(4-5) Transformador ideal:



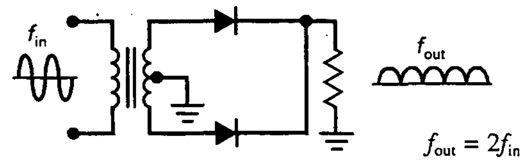
$V_2 = \frac{V_1}{N_1/N_2}$

(4-6) Onda completa:



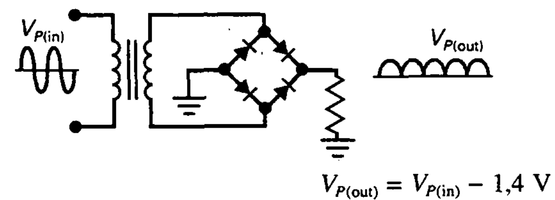
$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi}$

(4-7) Onda completa:



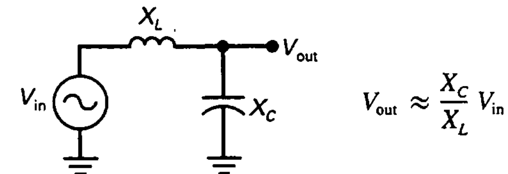
$f_{out} = 2f_{in}$

(4-8) 2.° puente:



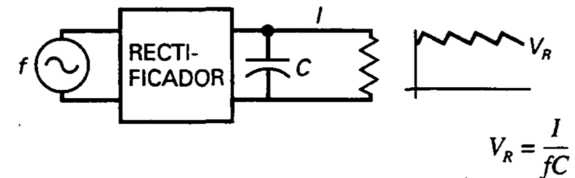
$V_{P(out)} = V_{P(in)} - 1{,}4\ \text{V}$

(4-9) Filtro de choque de entrada:



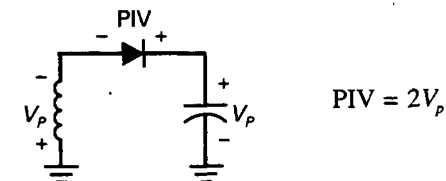
$V_{out} \approx \frac{X_C}{X_L} V_{in}$

(4-10) Rizado pico a pico:



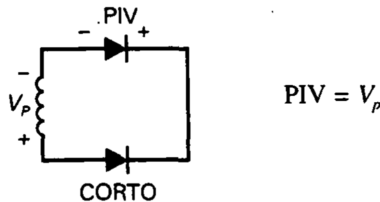
$V_R = \frac{I}{fC}$

(4-11) Media onda:



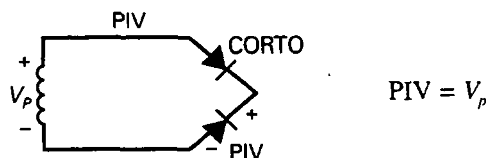
$\text{PIV} = 2V_p$

(4-12) Onda completa:



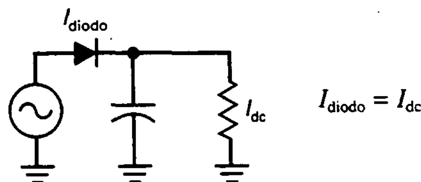
$\text{PIV} = V_p$

(4-13) Puente:



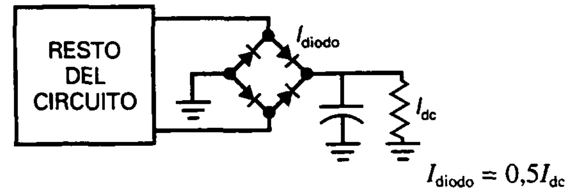
$\text{PIV} = V_p$

(4-15) Media onda:



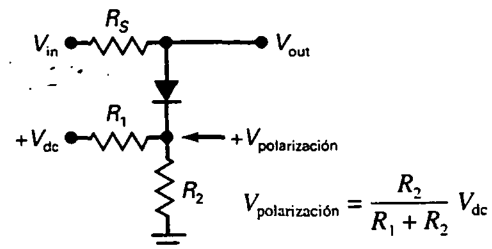
$I_{diodo} = I_{dc}$

(4-16) Onda completa y puente:



$I_{diodo} = 0{,}5 I_{dc}$

(4-18) Limitador polarizado:



$$V_{polarización} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{dc}$$

CUESTIONES

1. Si $N_1/N_2 = 2$ y la tensión en el primario es de 120 V, ¿cuál es el valor de la tensión en el secundario?
   a) 0 V **c)** 40 V
   b) 36 V **d)** 60 V
2. En un transformador reductor, ¿qué magnitud es mayor?
   a) Tensión en el primario
   b) Tensión en el secundario
   c) Ninguno de los dos
   d) No hay respuesta posible
3. Un transformador tiene una relación de espiras de 4 : 1. ¿Cuál es la tensión de pico en el secundario si se aplican 115 V rms al arrollamiento primario?
   a) 40,7 V **c)** 163 V
   b) 64,6 V **d)** 650 V
4. Con una tensión rectificada en media onda en la resistencia de carga, ¿durante qué parte de un ciclo circula corriente por la carga?
   a) 0° **c)** 180°
   b) 90° **d)** 360°
5. Suponga que en un rectificador de media onda la tensión de red puede fluctuar entre 105 y 125 V rms. Con un transformador reductor 5 : 1, la tensión de pico en la carga es aproximadamente de
   a) 21 V **c)** 29,6 V
   b) 25 V **d)** 35,4 V
6. La tensión que se obtiene de un puente rectificador es
   a) Una señal de media onda
   b) Una señal de onda completa
   c) Una señal de puente rectificador
   d) Una onda sinusoidal
7. Si la tensión de red es de 115 V rms, una relación de espiras de 5 : 1 significa que la tensión en el secundario es aproximadamente
   a) 15 V **c)** 30 V
   b) 23 V **d)** 35 V
8. ¿Cuál es la tensión de pico en la carga en un rectificador de onda completa si la tensión del secundario es de 20 V rms?
   a) 0 V **c)** 14,1 V
   b) 0,7 V **d)** 28,3 V
9. Se desea que un puente rectificador proporcione una tensión de pico en la carga de 40 V. ¿Cuál es

el valor rms aproximado de la tensión en el secundario?
a) 0 V
b) 14,4 V
c) 28,3 V
d) 56,6 V

10. Si a una resistencia de carga se le aplica una tensión rectificada de onda completa, ¿durante qué parte de un ciclo circula corriente por la carga?
a) 0°
b) 90°
c) 180°
d) 360°

11. ¿Qué tensión de pico en la carga se obtiene de un puente rectificador si la tensión en el secundario es de 15 V rms? (Emplee la segunda aproximación.)
a) 9,2 V
b) 15 V
c) 19,8 V
d) 24,3 V

12. Si la frecuencia de red es de 50 Hz, la frecuencia de salida de un rectificador de media onda es
a) 25 Hz
b) 50 Hz
c) 100 Hz
d) 200 Hz

13. Si la frecuencia de red es de 50 Hz, la frecuencia de salida de un puente rectificador es
a) 25 Hz
b) 50 Hz
c) 100 Hz
d) 200 Hz

14. Con la misma tensión en el secundario y el mismo filtro, ¿cuál de los siguientes elementos produce más rizado?
a) Un rectificador de media onda
b) Un rectificador de onda completa
c) Un puente rectificador
d) Imposible saberlo

15. Con la misma tensión del secundario y el mismo filtro, ¿cuál de los siguientes factores produce la menor tensión en la carga?
a) Un rectificador de media onda
b) Un rectificador de onda completa
c) Un puente rectificador
d) Imposible saberlo

16. Si la corriente por la carga, filtrada, es de 10 mA, ¿cuál de los siguientes rectificadores tiene una corriente de diodo de 10 mA?
a) Un rectificador de media onda
b) Un rectificador de onda completa
c) Un puente rectificador
d) Imposible saberlo

17. ¿Cuál es la tensión pico a pico del rizado que se obtiene de un puente rectificador, si la corriente por la carga es de 5 mA y la capacidad del filtro vale 1.000 μF?
a) 21,3 pV
b) 56,3 nV
c) 21,3 mV
d) 41,7 mV

18. Cada uno de los diodos de un puente rectificador tiene una limitación de máxima corriente continua igual a 2 A. Esto significa que la corriente continua por la carga puede tener un valor máximo de
a) 1 A
b) 2 A
c) 4 A
d) 8 A

19. ¿Cuál es el VIP en cada uno de los diodos de un puente rectificador si la tensión en el secundario es de 20 V rms?
a) 14,1 V
b) 20 V
c) 28,3 V
d) 34 V

20. Si en un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada la tensión en el secundario aumenta, entonces la tensión en la carga
a) Disminuye
b) Se mantiene constante
c) Aumenta
d) Ninguna de las anteriores

21. Si la capacidad del filtro aumenta, entonces el rizado
a) Disminuye
b) Se mantiene constante
c) Aumenta
d) Ninguna de las anteriores

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Aquí tiene lápiz y papel. Dígame cómo funciona un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada. En su explicación incluya un diagrama del circuito y formas de onda en diferentes puntos del circuito.
2. Suponga que tengo un puente rectificador con un filtro con condensador a la entrada en mi banco de laboratorio. No está funcionando. Dígame cómo podría detectar la avería. Indique el tipo de instrumentos que usaría y cómo aislaría las averías comunes.
3. Una corriente o tensión excesiva puede destruir los diodos en una fuente de alimentación. Dibuje un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada y dígame cómo puede destruir un diodo la tensión o la corriente. Haga lo mismo para tensiones inversas excesivas.
4. Dígame todo lo que sabe sobre limitadores, fijadores y diodos fijadores. Muéstreme formas de onda típicas, niveles de recorte, niveles de fijación de continua y niveles de protección.
5. Quiero que me diga cómo funciona un detector pico a pico. Después, quiero que me diga en qué sentido es similar un duplicador de tensión a un detector pico a pico y en qué es diferente.
6. ¿Cuál es la ventaja de usar un puente rectificador en una fuente de alimentación en lugar de un rectificador de onda completa o de media onda? ¿Por qué es más eficiente el puente rectificador que los otros?
7. ¿En qué aplicación con fuente de alimentación preferiría usar un filtro tipo *LC* en lugar de un tipo *RC*? ¿Por qué?

8. ¿Cuál es la relación entre un rectificador de media onda y un rectificador de onda completa?
9. ¿Bajo qué circunstancias es apropiado usar un multiplicador de tensión como parte de una fuente de alimentación?
10. Suponga que una fuente de alimentación continua tiene una salida de 5 V. Usted mide exactamente 5 V a la salida de esta fuente usando un voltímetro de continua. ¿Es todavía posible que la fuente de alimentación tenga un problema? Si es así, ¿cómo lo detectaría?
11. ¿Por qué usaría un multiplicador de tensión en lugar de un transformador con una relación de espiras superior y un rectificador ordinario?
12. Enumere las ventajas y desventajas del filtro *RC* y el filtro *LC*.
13. Detectando averías en una fuente de alimentación usted encuentra una resistencia quemada. Una medida muestra que la resistencia está en circuito abierto. ¿Debería usted reemplazar la resistencia y encender de nuevo el circuito? Si no es así, ¿qué haría después?
14. Para un puente rectificador enumere tres fallos posibles y qué síntomas tendrían.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 4-1. El rectificador de media onda

4-1. ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 4-36*a* si el diodo es ideal? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4-2. Repita el problema precedente para la Figura 4-36*b*.

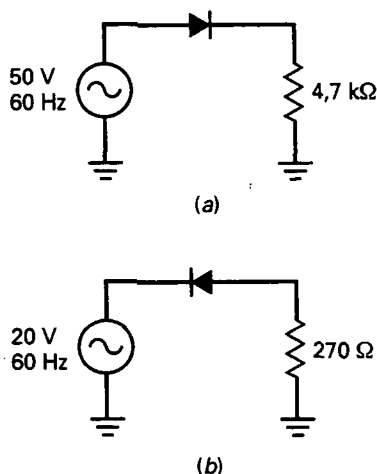


Figura 4-36

4-3. ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 4-36*a* usando la segunda aproximación del diodo? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4-4. Repita el problema precedente para la Figura 4-36*b*.

Sección 4-2. El transformador

4-5. Si un transformador tiene una relación de espiras de 15 : 1, ¿cuál es la tensión rms del secundario?, ¿y la tensión de pico del secundario? Suponga una tensión en el primario de 120 V rms.

4-6. Si un transformador tiene una relación de espiras de 1 : 12, ¿cuál es la tensión rms del secundario? ¿Y la tensión de pico del secundario? Suponga una tensión en el primario de 120 V rms.

4-7. Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en la Figura 4-37 usando un diodo ideal.

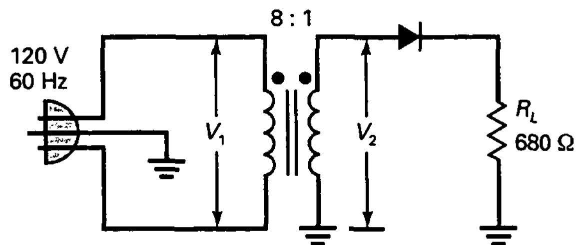


Figura 4-37

4-8. Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en la Figura 4-37 usando la segunda aproximación.

Sección 4-3. El rectificador de onda completa

4-9. Un transformador con conexión central tiene una relación de espiras de 6 : 1. ¿Cuál es la tensión rms a través de la mitad superior del arrollamiento secundario? ¿Y la tensión de pico? ¿Cuál es la tensión rms a través de la mitad inferior del arrollamiento secundario?

4-10. ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 4-38 si los diodos son ideales? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4-11. Repita el problema precedente usando la segunda aproximación.

Sección 4-4. El puente rectificador

4-12. En la Figura 4-39, ¿cuál es la tensión de pico de salida si los diodos son ideales? ¿Y el valor

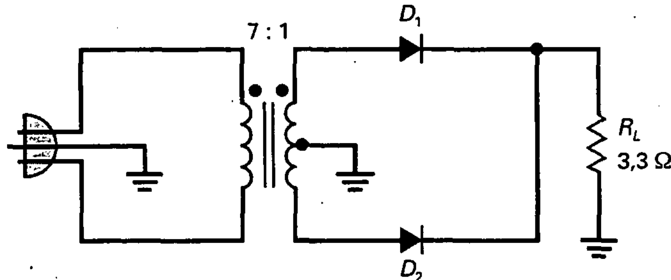


Figura 4-38

medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4-13. Repita el problema precedente usando la segunda aproximación.

4-14. Si la tensión de red varía en la Figura 4-39 de 105 a 125 V·rms, ¿cuál es la tensión mínima de salida? ¿Y la máxima?

Sección 4-5. El filtro de choque

4-15. Una señal de media onda con un pico de 20 V es la entrada a un filtro de choque. Si $X_L = 5$ kΩ y $X_C = 25$ Ω, ¿cuál es el rizado pico a pico aproximado en el condensador?

4-16. Una señal de onda completa con un pico de 14 V es la entrada a un filtro de choque. Si $X_L = 1$ kΩ y $X_C = 50$ Ω, ¿cuál es el rizado pico a pico aproximado en el condensador?

Sección 4-6. Filtro con condensador a la entrada

4-17. ¿Cuáles son la tensión continua de salida y el rizado en la Figura 4-40*a*? Dibuje la forma de onda de salida.

4-18. En la Figura 4-40*b* calcule la tensión continua de salida y el rizado.

4-19. ¿Qué le pasa al rizado de la Figura 4-40*a* si se duplica la capacidad?

4-20. En la Figura 4-40*b*, ¿qué le pasa al rizado si se duplica la resistencia?

4-21. ¿Cuáles son la tensión continua de salida y el rizado en la Figura 4-41? Dibuje la forma de onda de salida.

4-22. Si la tensión de red baja hasta 105 V en la Figura 4-41, ¿cuál es la tensión continua de salida?

Sección 4-7. Tensión inversa de pico y corriente inicial

4-23. ¿Cuál es la tensión inversa de pico en la Figura 4-41?

4-24. Si la relación de espiras cambia a 5 : 1 en la Figura 4-41, ¿cuál es la tensión inversa de pico?

Sección 4-8. Más sobre fuentes de alimentación

4-25. Un F-25X reemplaza al transformador de la Figura 4-41. ¿Cuál es la tensión de pico aproximada a través del arrollamiento secundario?, ¿y la tensión continua de salida aproximada?, ¿está operando el transformador con su corriente máxima de salida?, ¿será la tensión continua de salida mayor o menor que la normal?

4-26. ¿Cuál es la corriente del primario en la Figura 4-41?

4-27. ¿Cuál es la corriente media a través de cada diodo de la Figura 4-41?

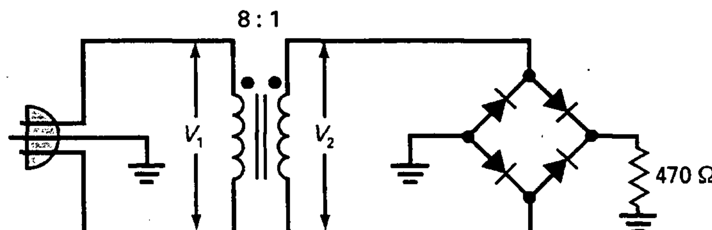


Figura 4-39

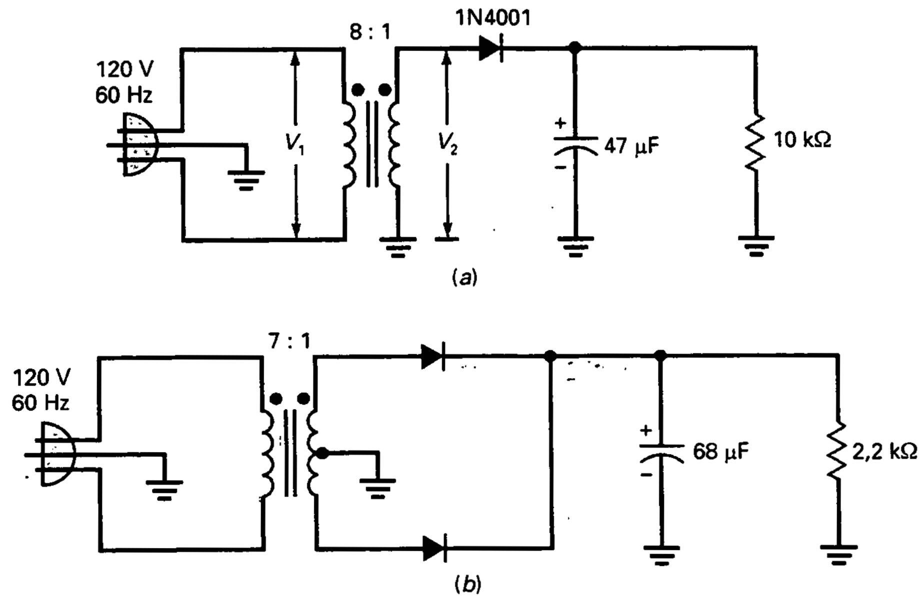


Figura 4-40

Sección 4-9. Detección de averías

4-28. Si el condensador del filtro de la Figura 4-41 está abierto, ¿cuál es la tensión continua de salida?

4-29. Si sólo un diodo de la Figura 4-41 está abierto, ¿cuál es la tensión continua de salida?

4-30. Si alguien construye el circuito de la Figura 4-41 con el condensador electrolítico al revés, ¿qué tipo de problema podría suceder?

Sección 4-10. Limitadores

4-31. En la Figura 4-42*a* dibuje la forma de onda de saiida. ¿Cuál es la tensión positiva máxima y la tensión negativa máxima?

4-32. Repita el problema precedente para la Figura 4-42*b*.

4-33. El diodo fijador de la Figura 4-42*c* protege el circuito sensible. ¿Cuáles son los niveles límite?

4-34. En la Figura 4-42*d*, ¿cuál es la tensión positiva máxima de salida y la tensión negativa máxima de salida? Dibuje la forma de onda de salida.

4-35. Si la onda sinusoidal de la Figura 4-42*d* es sólo 20 mV el circuito funcionará como un diodo fijador en lugar de un limitador polarizado. En este caso, ¿cuál es el rango de tensiones de salida protegido?

Sección 4-11. Fijadores de continua

4-36. En la Figura 4-43*a* dibuje la forma de onda de salida. ¿Cuál es la tensión positiva máxima y la tensión negativa máxima?

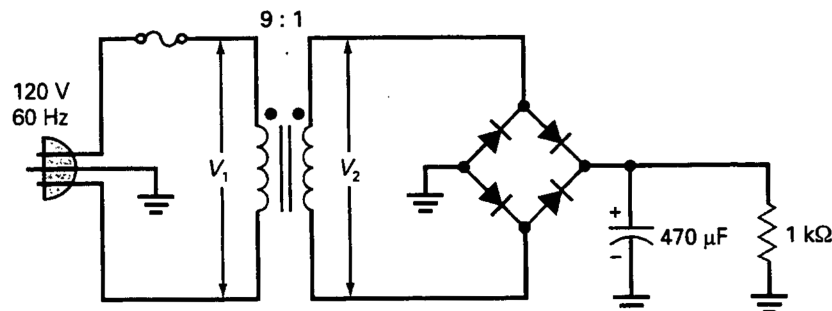


Figura 4-41

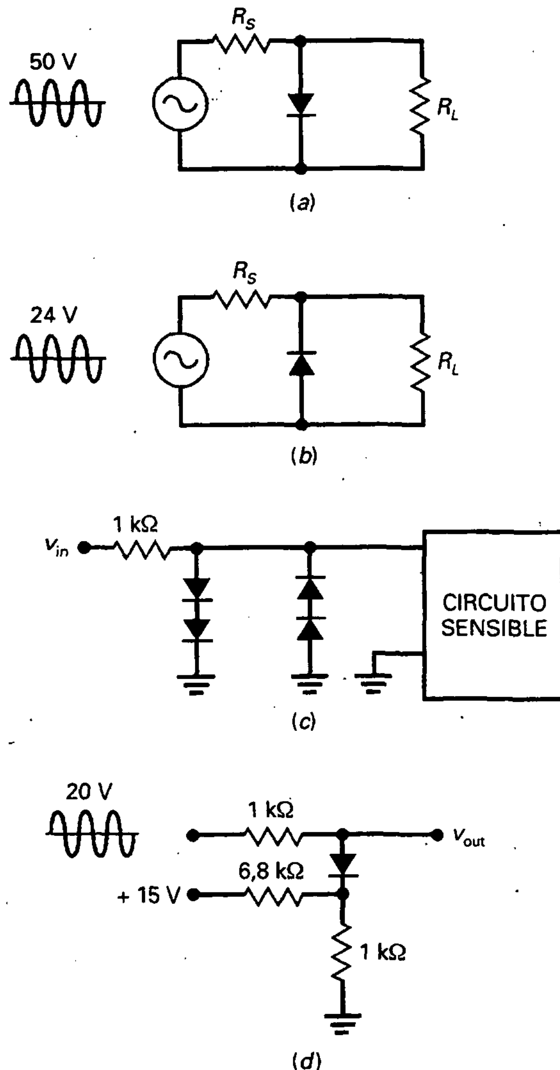


Figura 4-42

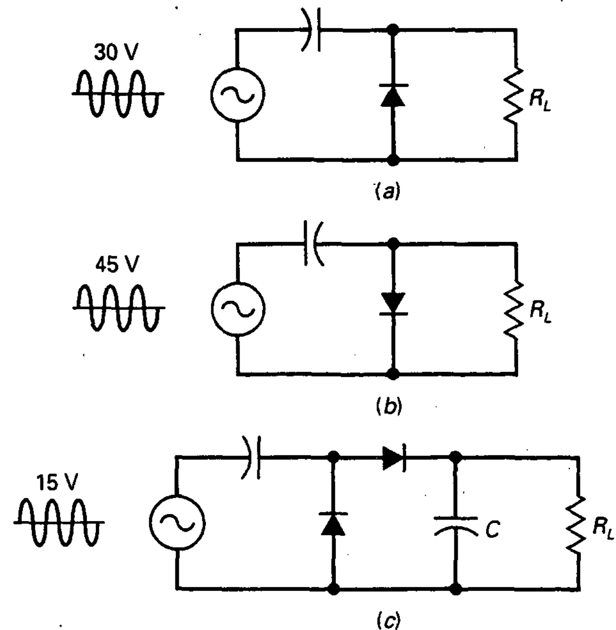


Figura 4-43

4-37. Repita el problema precedente para la Figura 4-43*b*.

4-38. Dibuje la forma de onda de salida del fijador y salida final en la Figura 4-43*c*. ¿Cuál es la tensión continua de salida con diodos ideales?, ¿y con la segunda aproximación?

Sección 4-12. Multiplicadores de tensión

4-39. Calcule la tensión continua de salida en la Figura 4-44*a*.

4-40. ¿Cuál es la salida triplicada en la Figura 4-44*b*?

4-41. ¿Cuál es la salida cuadriplicada en la Figura 4-44*c*?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

4-42. La fuente de alimentación de la Figura 4-45 tiene dos tensiones de salida. ¿Cuáles son sus valores aproximados?

4-43. Una resistencia inicial de 4,7 Ω se añade a la Figura 4-45. ¿Cuál es el valor máximo posible para la corriente inicial?

4-44. Una tensión de onda completa tiene un valor de pico de 15 V. Alguien le proporciona un libro de tablas trigonométricas de tal forma que puede consultar el valor de una onda sinusoidal a intervalos de 1°. Describa cómo podría probar que el valor medio de una onda completa es 63,6 por 100 del valor de pico.

4-45. Para la posición del conmutador mostrado en la Figura 4-46, ¿cuál es la tensión de salida? Si el conmutador cambia de posición, ¿cuál es la tensión de salida?

4-46. Si V_{in} es 40 V rms en la Figura 4-47, y la constante de tiempo *RC* es muy grande comparada con el período de la fuente de alimentación, ¿a qué es igual V_{out}? ¿Por qué?

DETECTOR DE AVERÍAS

4-47. La Figura 4-48 muestra un Detector de averías. Encuentre las 9 averías T1 a T9. *Nota:* Si no sabe cómo usar un Detector de averías revise el Ejemplo 1-10. Explica cómo decodificar cada medida.

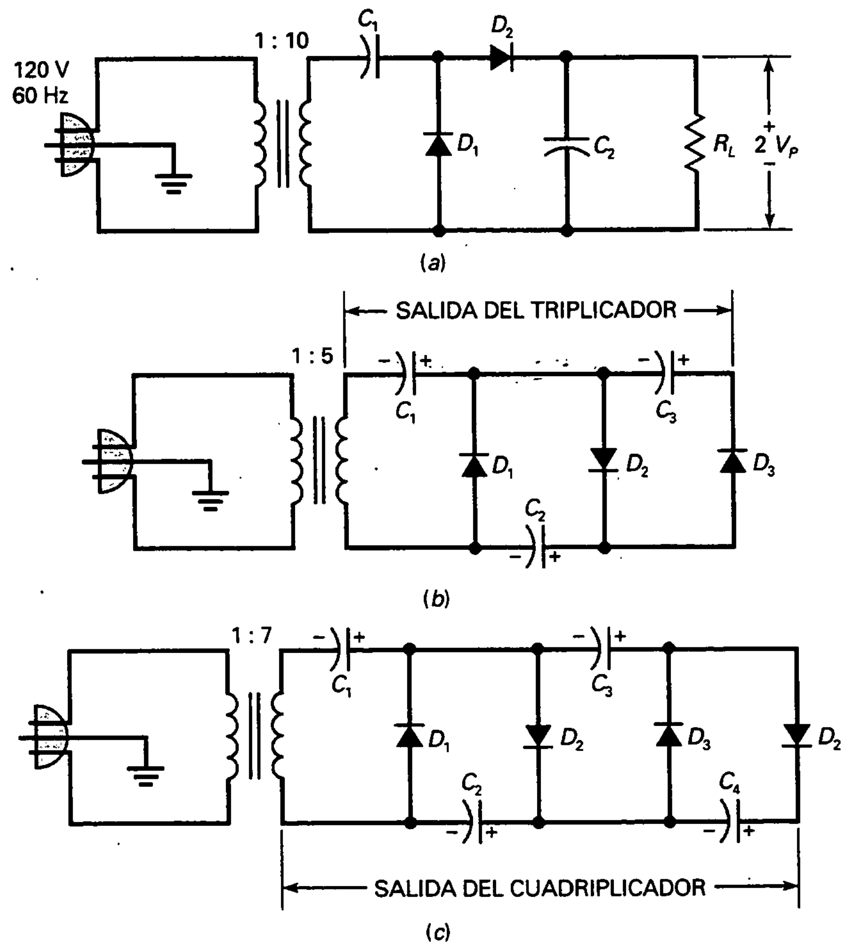


Figura 4-44

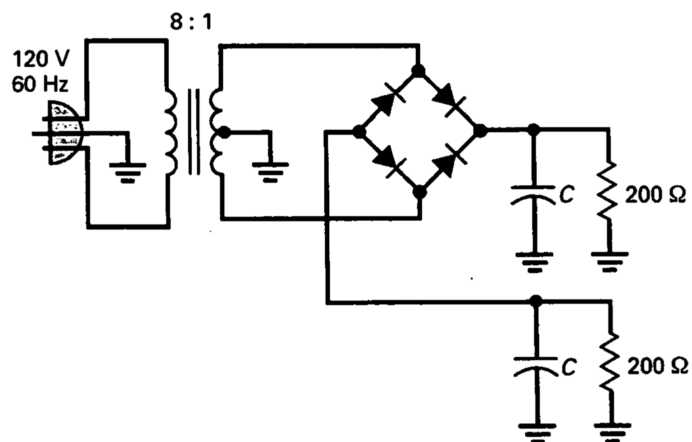


Figura 4-45

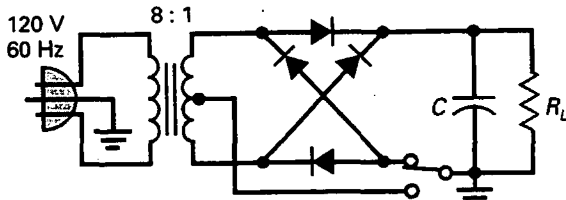


Figura 4-46

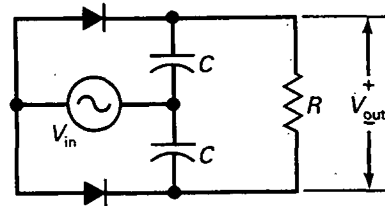
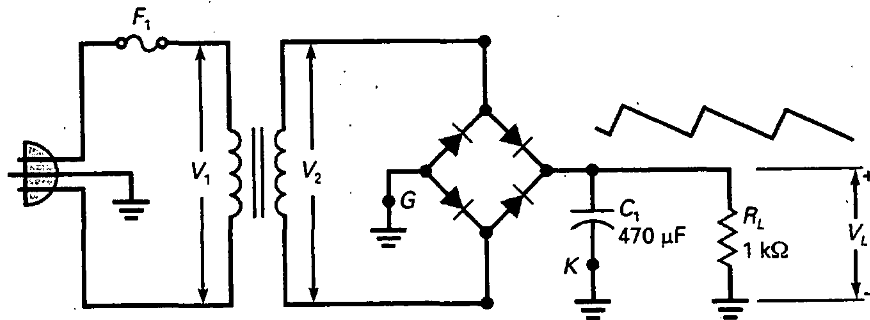


Figura 4-47



OK	T1	T2	T3	T4
V_1 : D2	V_1 : F3	V_1 : A1	V_1 : C1	V_1 : D4
V_2 : B6	V_2 : B2	V_2 : C4	V_2 : A4	V_2 : E2
V_L : F5	V_L : D7	V_L : F2	V_L : A7	V_L : G5
V_R : G1	V_R : E1	V_R : D6	V_R : B5	V_R : A6
f : A3	f : C6	f : G4	f : C3	f : G2
R_L : C5	R_L : E4	R_L : A5	R_L : D1	R_L : F1
C_1 : F7	C_1 : G3	C_1 : D3	C_1 : C7	C_1 : E3
F_1 : B4	F_1 : B7	F_1 : E6	F_1 : E5	F_1 : D5

T5	T6	T7	T8	T9
V_1 : F4	V_1 : A1	V_1 : D1	V_1 : A4	V_1 : D4
V_2 : E7	V_2 : E2	V_2 : C1	V_2 : C1	V_2 : B6
V_L : A2	V_L : F5	V_L : A6	V_L : F4	V_L : D7
V_R : F6	V_R : A7	V_R : E7	V_R : A7	V_R : E1
f : G7	f : F6	f : G2	f : G5	f : C6
R_L : C2	R_L : B3	R_L : C5	R_L : E4	R_L : C2
C_1 : B1	C_1 : D5	C_1 : F7	C_1 : B5	C_1 : B7
F_1 : B3	F_1 : B4	F_1 : B4	F_1 : B3	F_1 : D3

	1	2	3	4	5	6	7
A	115	0	120	0	1 k	0	7
B	OK	12,7	∞	OK	0	12,7	OK
C	0	1 k	0	12,7	1 k	120	OK
D	0	115	OK	115	OK	0,6	11,4
E	18	12,7	OK	1 k	∞	OK	0
F	1 k	17,7	115	0	18	0	OK
G	0,3	0	∞	60	0	120	0

MEDIDAS

Figura 4-48. Detector de averías.

CAPÍTULO 5

Diodos de propósito específico

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Mostrar cómo se usa el diodo zener y calcular algunos valores relacionados con su funcionamiento.
- Enumerar algunos dispositivos optoelectrónicos y describir su comportamiento.
- Describir dos ventajas de los diodos Schottky en comparación con los demás diodos.
- Explicar el funcionamiento de un varicap.
- Establecer la aplicación fundamental de un varistor.
- Enumerar cuatro parámetros de interés en la hoja de características de un diodo zener.

VOCABULARIO

- coeficiente de temperatura
- diodo de corriente constante
- diodo de recuperación en escalón
- diodo emisor de luz (LED)
- diodo en oposición
- diodo láser
- diodo Schottky
- diodo túnel
- diodo zener
- display de ánodo común
- display de cátodo común
- display de siete segmentos
- efecto zener
- factor de ajuste
- fotodiodo
- optoacoplador
- optoelectrónica
- prerregulador
- regulador zener
- resistencia negativa
- resistencia zener
- varicap
- varistor
- zona de fugas

Los diodos más utilizados son los rectificadores. Se emplean en fuentes de alimentación para convertir tensión alterna en tensión continua. Pero la rectificación no es la única función que puede hacer un diodo. En este capítulo se discutirán otras aplicaciones de los diodos. Se comienza por el diodo zener, cuyas propiedades más útiles son las de la zona de ruptura. Los diodos zener son muy importantes, ya que son la clave para la regulación de tensión. Se verán también los diodos optoelectrónicos, los diodos Schottky, los varicap y otros.

5-1. EL DIODO ZENER

Los diodos rectificadores y los diodos para pequeña señal nunca se emplean intencionadamente en la zona de ruptura, ya que esto podría dañarlos. Un *diodo zener* es diferente; se trata de un diodo de silicio que se ha diseñado para que funcione en la zona de ruptura. Llamado a veces *diodo de avalancha*, el diodo zener es la parte esencial de los reguladores de tensión; éstos son circuitos que mantienen la tensión casi constante con independencia de que se presenten grandes variaciones de la tensión de red y de la resistencia de carga.

❑ Gráfica corriente-tensión *(I-V)*

La Figura 5-1*a* muestra el símbolo de un diodo zener; la Figura 5-1*b* es otra opción. En cualquiera de los dos símbolos, las líneas recuerdan la letra «z», símbolo de zener. Variando el nivel de dopaje de los diodos de silicio, el fabricante puede producir diodos zener con tensiones de ruptura que van desde 2 hasta 200 V. Estos diodos pueden funcionar en cualquiera de las tres zonas: directa, de fugas y de ruptura.

La Figura 5-1*c* muestra la gráfica *I-V* de un diodo zener. En la zona directa comienza a conducir aproximadamente a los 0,7 V, igual que un diodo normal de silicio. En la zona de fugas (entre cero y la zona zener) circula solamente una pequeña corriente inversa. En un diodo zener la ruptura tiene un codo muy pronunciado, seguido de un aumento casi vertical en la corriente. Obsérvese que la tensión es casi constante, aproximadamente igual a V_Z en la mayor parte de la zona de ruptura. En las hojas de características es frecuente que se indique el valor de V_Z, para un valor particular de la corriente I_{ZT}.

La Figura 5-1*c* también muestra la máxima corriente inversa I_{ZM}. Mientras la corriente inversa sea menor que I_{ZM}, el diodo está funcionando dentro de su zona de seguridad. Si la corriente es mayor que I_{ZM}, el diodo se destruirá. Para prevenir un exceso de corriente inversa se debe usar una resistencia limitadora de corriente (que se comentará más tarde).

❑ Resistencia zener

En la tercera aproximación de un diodo de silicio, la tensión directa a través de un diodo es igual a la tensión umbral más una tensión adicional a través de la resistencia interna.

Similarmente, en la región de ruptura, la tensión inversa a través de un diodo es igual a la tensión de ruptura más una tensión adicional a través de la resistencia interna. En la zona inversa la resistencia interna se conoce como la **resistencia zener**. Esta resistencia es igual a la pendiente en la región de ruptura. En otras palabras, cuanto más vertical es la zona de ruptura menor es la resistencia zener.

En la Figura 5-1*c*, la resistencia zener significa que un aumento en la corriente inversa producirá un ligero aumento en la tensión inversa. El in-

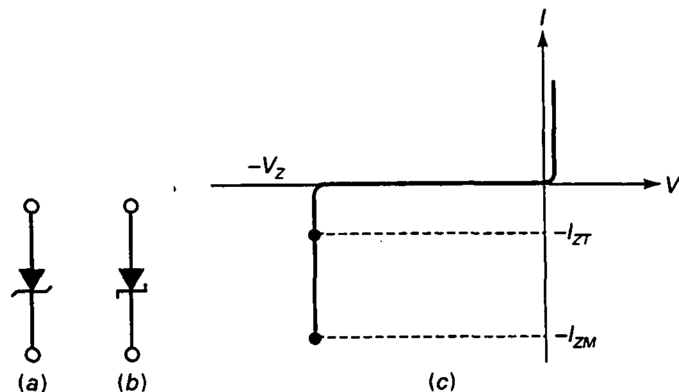


Figura 5-1. Diodo zener. *a*) Símbolo; *b*) símbolo alternativo; *c*) curva del diodo.

cremento de tensión es muy pequeño, generalmente de unas décimas de voltio. Esto puede ser muy importante en el diseño, pero no en la detección de averías ni en los análisis preliminares. A menos que se indique otra cosa, en nuestro estudio se hará caso omiso de la resistencia zener.

❑ Regulador zener

Un diodo zener recibe a veces el nombre de diodo **regulador de tensión** porque mantiene la tensión entre sus terminales constante, incluso cuando la corriente sufra cambios. En condiciones normales, el diodo zener debe tener polarización inversa, como se ve en la Figura 5-2*a*. Además, para trabajar en la zona zener, la tensión de la fuente V_S debe ser mayor que la tensión de ruptura V_Z. Siempre se emplea una resistencia en serie R_S, para limitar la corriente a un valor menor de su limitación máxima de corriente. En caso contrario, el diodo zener se quemaría, como cualquier dispositivo que disipase excesiva potencia.

En la Figura 5-2*b* se observa una forma alternativa de dibujar el circuito que incluye las masas. Siempre que un circuito tenga una línea de masa, es preferible medir las tensiones de los nudos respecto a masa.

Supóngase, por ejemplo, que se desea medir la tensión de la resistencia en serie de la Figura 5-2*b*. He aquí la forma de realizarlo cuando el circuito ya está construido. Primero, se mide la tensión desde el extremo izquierdo de R_S a masa. Segundo, se mide la tensión desde el extremo derecho de R_S a masa. Por último, se restan las dos tensiones para obtener la tensión en R_S. Si se tiene un voltímetro flotante, se puede conectar directamente entre los extremos de la resistencia en serie.

En la Figura 5-2*c* se ve la salida de una fuente de alimentación conectada a una resistencia en serie con un diodo zener. Este circuito se utiliza cuando se desea una tensión continua de salida que sea menor que la salida de la fuente de alimentación. Un circuito como éste recibe el nombre de **regulador zener de tensión** o simplemente **regulador zener**.

❑ De nuevo, la ley de Ohm

En la Figura 5-2, la tensión en la resistencia en serie o resistencia limitadora de corriente es igual a la diferencia entre la tensión de la fuente y la tensión zener. Por tanto, la corriente en la resistencia es:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \tag{5-1}$$

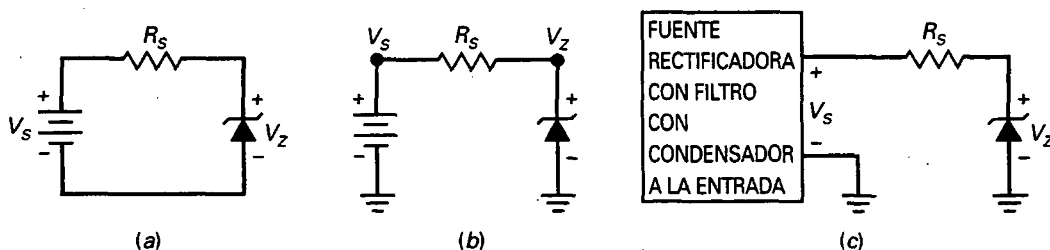


Figura 5-2. Regulador zener. *a*) Circuito básico; *b*) el mismo circuito con masas; *c*) la fuente de alimentación excita al regulador.

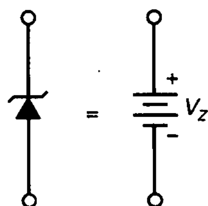


Figura 5-3. Aproximación ideal para un diodo zener.

Si ya se tiene el valor de la corriente en serie, se tiene también el valor de la corriente zener. Esto es porque la Figura 5-2 es un circuito en serie. Nótese que I_S tiene que ser menor que I_{ZM}.

❑ Diodo zener ideal

Para detección de averías y análisis preliminares, la zona zener se puede aproximar mediante una recta vertical. En consecuencia, la tensión es constante incluso cuando la corriente cambie, lo cual equivale a ignorar la resistencia zener. En la Figura 5-3 se ilustra la aproximación ideal para un diodo zener. Esto significa que el diodo zener, al funcionar en la zona de ruptura, se comporta teóricamente como una batería. En un circuito, este hecho quiere decir que un diodo zener se puede sustituir mentalmente por una fuente de tensión de valor V_Z, suponiendo que el diodo zener esté funcionando en la zona de ruptura.

EJEMPLO 1-1

Suponga que el diodo zener de la Figura 5-4*a* tiene una tensión de ruptura de 10 V. ¿Cuáles son las corrientes zener máxima y mínima?

SOLUCIÓN

La tensión aplicada puede variar de 20 a 40 V. Idealmente, un diodo zener actúa como la batería que se ve en la Figura 5-4*b*. Por tanto, la tensión de salida es de 10 V para cualquier tensión en la fuente que esté en el margen de 20 a 40 V.

La corriente mínima se produce cuando la tensión de la fuente es mínima. Considere 20 V en el extremo izquierdo de la resistencia y 10 V en el extremo derecho. Entonces podrá ver que la tensión en la resistencia es 20 V − 10 V = 10 V. Lo que queda es la ley de Ohm:

$$I_S = \frac{10\ \text{V}}{820\ \Omega} = 12{,}2\ \text{mA}$$

La corriente máxima se da cuando la tensión en la fuente es de 40 V. En ese caso, la tensión en la resistencia es de 30 V, lo que produce una corriente de:

$$I_S = \frac{30\ \text{V}}{820\ \Omega} = 36{,}6\ \text{mA}$$

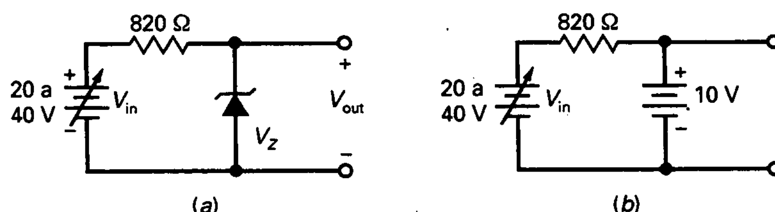


Figura 5-4. Ejemplo.

En un regulador de tensión como el de la Figura 5-4*a*, la tensión de salida se mantiene constante a 10 V, independientemente del cambio de 20 a 40 V en la tensión de la fuente. Una tensión de fuente mayor produce más corriente zener, pero la tensión de salida se mantiene firmemente en 10 V. (Si se incluye la resistencia zener, la tensión de salida aumenta ligeramente cuando la tensión de la fuente aumenta.)

5-2. EL REGULADOR ZENER CON CARGA

En la Figura 5-5*a* se muestra un regulador zener con carga, mientras que en la Figura 5-5*b* se muestra el mismo circuito con masas. El diodo zener funciona en la zona de ruptura y mantiene constante la tensión en la carga. Incluso cuando la tensión en la fuente cambie o la resistencia de carga varíe, la tensión en la carga sigue estando fija e igual a la tensión zener.

❑ Funcionamiento en la zona de ruptura

¿Cómo se puede saber si el diodo zener de la Figura 5-5 está trabajando en la zona de ruptura? A causa del divisor de tensión, la tensión Thevenin que ve el diodo es:

$$V_{TH} = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_S \qquad (5\text{-}2)$$

Ésta es la tensión que hay cuando el diodo zener está desconectado del circuito. Esta tensión de Thevenin tiene que ser mayor que la tensión zener; en caso contrario, el diodo no llegaría a polarizarse en la zona de ruptura.

❑ Corriente en serie

A menos que se indique otra cosa, en todo el estudio siguiente diremos que el diodo zener está funcionando en la zona de ruptura. En la Figura 5-5, la corriente que circula por la resistencia en serie está dada por

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \qquad (5\text{-}3)$$

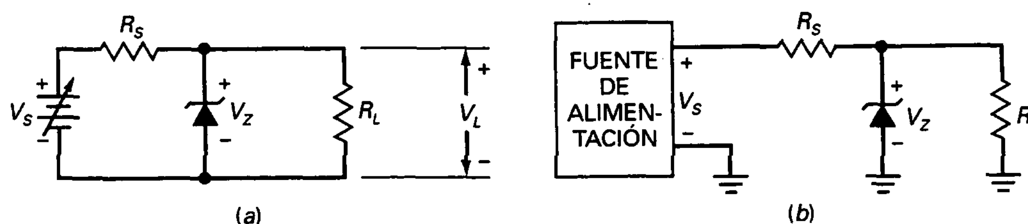


Figura 5-5. Regulador zener con carga. *a*) Circuito básico; *b*) circuito práctico.

Ésta es la ley de Ohm aplicada a la resistencia limitadora de corriente. Es la misma haya o no una resistencia de carga. En otras palabras, si se desconecta la resistencia de carga, la corriente en R_S seguirá siendo igual a la tensión en la resistencia dividida por la resistencia.

❑ Corriente por la carga

Idealmente, la tensión en la carga es igual a la tensión zener, ya que la resistencia de carga está en paralelo con el diodo zener. Matemáticamente:

$$V_L = V_Z \tag{5-4}$$

Esto permite aplicar la ley de Ohm para calcular la corriente por la carga:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \tag{5-5}$$

❑ Corriente zener

Por la ley de Kirchhoff de las corrientes,

$$I_S = I_Z + I_L$$

El diodo zener y la resistencia de carga están en paralelo. La suma de sus corrientes tiene que ser igual a la corriente total, que es la misma corriente que circula por la resistencia en serie.

Expresando esta relación de otra manera se obtiene esta importante ecuación:

$$I_Z = I_S - I_L \tag{5-6}$$

Esta ecuación indica que la corriente zener ya no es igual a la corriente en serie, como sucede en el regulador zener sin carga. Debido a la resistencia de carga, la corriente zener en este caso es igual a la corriente en serie menos la corriente por la carga.

La Tabla 5-1 resume los pasos en el análisis de un regulador zener con carga. Se empieza con la corriente en serie, se sigue por la tensión en la carga y la corriente por la carga, y finalmente la corriente zener.

Tabla 5-1. Analizando un regulador zener con carga

Proceso	Comentario
Paso 1 Calcular la corriente en serie, Ec. (5-3)	Aplicar la ley de Ohm a R_S
Paso 2 Calcular la tensión en la carga, Ec. (5-4)	La tensión en la carga iguala a la del diodo
Paso 3 Calcular la corriente por la carga, Ec. (5-5)	Aplicar la ley de Ohm a R_L
Paso 4 Calcular la corriente zener, Ec. (5-6)	Aplicar la ley de la corriente al diodo

❑ Efecto zener

Cuando la tensión de ruptura es mayor de 6 V, la causa de la ruptura es el efecto avalancha, discutido en el capítulo 2. La idea básica es que los portadores minoritarios se aceleran a velocidades suficientemente altas como para desligar otros portadores minoritarios, produciendo una cadena o efecto avalancha que desencadena una gran corriente inversa.

El efecto zener es diferente. Cuando un diodo está fuertemente dopado, la zona de deplexión se hace muy estrecha. A causa de esto, el campo eléctrico a través de la zona de deplexión (tensión dividida por distancia) es muy intenso. Cuando la fuerza del campo alcanza aproximadamente 300.000 V/cm, el campo es lo suficientemente intenso para empujar a los electrones fuera de sus orbitales de valencia. La *creación de electrones libres de esta forma* se conoce como **efecto zener** (también denominado como emisión por campo grande). Esto es bastante diferente al efecto avalancha, que depende de portadores minoritarios de gran velocidad desligando a los electrones de valencia.

Cuando la tensión de ruptura es inferior a 4 V, sólo tiene lugar el efecto zener. Cuando la tensión de ruptura es superior a 6 V sólo ocurre el efecto avalancha. Cuando la tensión de ruptura está entre 4 y 6 V existen ambos efectos.

El efecto zener fue descubierto antes que el efecto avalancha, así que todos los diodos usados en la zona de ruptura se conocen como diodos zener. Aunque se puede oír ocasionalmente el término diodo de avalancha, el nombre diodo zener es el más general para todos los diodos de ruptura.

❑ Coeficiente de temperatura

Al elevarse la temperatura ambiente circundante, la tensión zener cambia un poco. En las hojas de características el efecto de la temperatura se indica como **coeficiente de temperatura,** que es *el cambio en la tensión de ruptura por cada grado que aumenta la temperatura.* Para diodos zener con tensiones de ruptura menores de 4 V (efecto zener), el coeficiente de temperatura es negativo. Por ejemplo, un diodo zener con una tensión de ruptura de 3,9 V puede tener un coeficiente de temperatura de −1,4 mV/°C. Si la temperatura aumenta 1 °C, la tensión de ruptura decrece 1,4 mV. Por otro lado, para diodos zener con tensiones de ruptura mayores de 6 V (efecto avalancha), el coeficiente de temperatura es positivo. Por ejemplo, un diodo zener con una tensión de ruptura de 6,2 V puede tener un coeficiente de temperatura de 2 mV/°C. Si la temperatura aumenta 1 °C, la tensión de ruptura aumenta 2 mV.

Entre 4 y 6 V, el coeficiente de temperatura cambia de negativo a positivo, lo que significa que es posible hallar un punto de funcionamiento para el diodo zener en el cual *el coeficiente de temperatura sea cero.* Este dato es importante en algunas aplicaciones en que se requiere una tensión zener constante en un intervalo grande de temperaturas.

EJEMPLO 5-2

¿Está el diodo zener de la Figura 5-6*a* funcionando en la zona de ruptura?

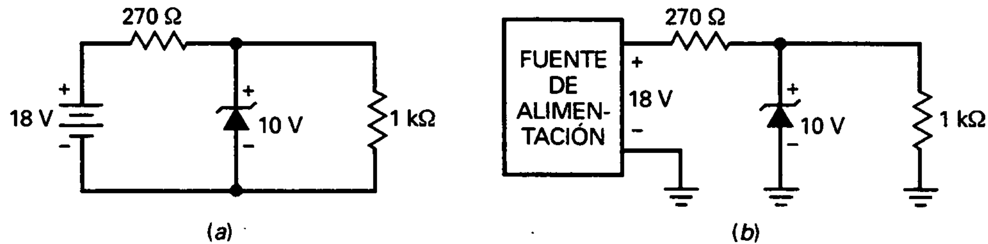


Figura 5-6. Ejemplo.

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (5-2):

$$V_{TH} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{270\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega}(18\ \text{V}) = 14{,}2\ \text{V}$$

Como esta tensión Thevenin es mayor que la tensión zener, el diodo zener funciona en la zona de ruptura.

EJEMPLO 5-3

¿Cuál es el valor de la corriente zener en la Figura 5-6*b*?

SOLUCIÓN

Ya conoce la tensión en ambos extremos de la resistencia en serie. Reste las tensiones y podrá ver que hay 8 V en la resistencia en serie. Entonces la ley de Ohm da:

$$I_S = \frac{8\ \text{V}}{270\ \Omega} = 29{,}6\ \text{mA}$$

Como la tensión en la carga es de 10 V, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

La corriente zener es la diferencia de las dos corrientes:

$$I_Z = 29{,}6\ \text{mA} - 10\ \text{mA} = 19{,}6\ \text{mA}$$

EJEMPLO 5-4

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 5-7?

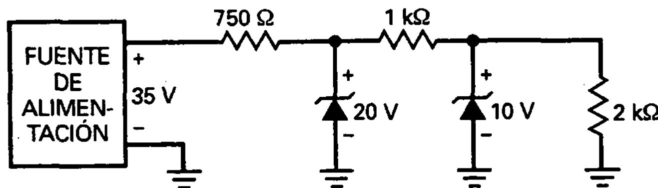


Figura 5-7. Ejemplo.

SOLUCIÓN

Este es un ejemplo de un prerregulador (el primer diodo zener) que excita a un regulador zener (el segundo diodo zener). En primer lugar, observe que el prerregulador tiene una tensión de salida de 20 V. Ésta es la entrada para el segundo regulador zener, cuya salida es de 10 V. El propósito es suministrar al segundo regulador una entrada bien regulada, para que la salida final esté perfectamente ajustada.

EJEMPLO 5-5

¿Qué es lo que hace el circuito de la Figura 5-8?

SOLUCIÓN

En la mayor parte de las aplicaciones, los diodos zener se usan en reguladores de tensión donde se mantienen en la zona zener. Pero hay excepciones. A veces, dichos diodos se emplean en circuitos para conformación de ondas, como el de la Figura 5-8.

Obsérvese la conexión de dos diodos zener opuestos (enfrentados). Durante el semiciclo positivo, el diodo de arriba conduce y el de abajo está en la zona zener; por tanto, la salida queda recortada como se muestra. El nivel de recorte es igual a la tensión zener (diodo en ruptura) más 0,7 V (diodo con polarización directa). Durante el semiciclo negativo, la acción se invierte. El diodo de abajo conduce, y el diodo de arriba entra en zona zener. De esta manera la salida es casi una onda cuadrada. Cuanto mayor sea la onda sinusoidal de entrada, más perfecta será la onda cuadrada de salida.

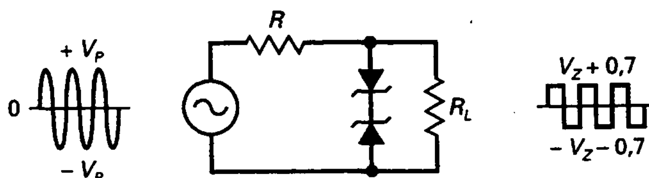


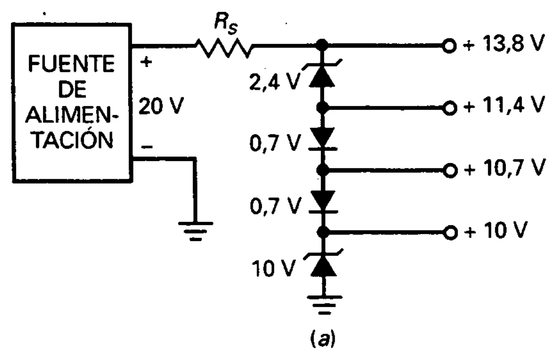
Figura 5-8. Diodo zener usado para conformación de onda.

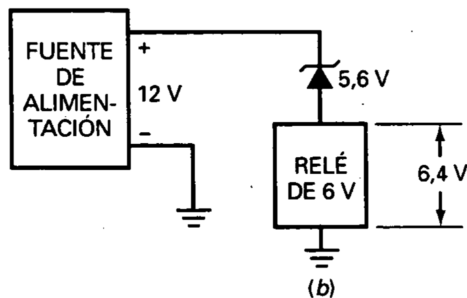
EJEMPLO 5-6

Describa brevemente lo que hacen cada uno de los circuitos de la Figura 5-9.

SOLUCIÓN

La Figura 5-9*a* muestra cómo los diodos zener y los diodos normales de silicio pueden producir varias tensiones de salida continuas dada una fuente de alimentación de 20 V. El diodo inferior produce una salida de 10 V. Cada diodo de silicio está polarizado





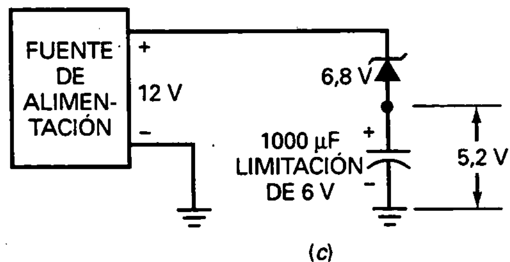


Figura 5-9. Aplicaciones zener. *a*) Produciendo tensiones de salida no estándar; *b*) usando un relé de 6 V en un sistema de 12 V; *c*) empleando un condensador de 6 V en un sistema de 12 V.

en directa, produciendo salidas de 10,7 V y 11,4 V, como se muestra. El diodo superior tiene una tensión de ruptura de 2,4 V, dando una salida de 13,8 V. Con otras combinaciones de zener y diodo de silicio un circuito como éste puede producir diferentes tensiones continuas de salida.

Si trata de conectar un relé de seis voltios a un sistema de 12 V, probablemente dañará el relé. Es necesario hacer caer algo de tensión. La Figura 5-9*b* muestra una forma de hacerlo. Conectando un diodo zener de 5,6 V en serie con el relé sólo aparecen 6,4 voltios a través del relé, lo que está dentro de la tolerancia de los límites de tensión del relé.

Los condensadores electrolíticos grandes a menudo tienen límites de tensión pequeños. Por ejemplo, un condensador electrolítico de 1.000 μF puede tener un límite de tensión de sólo 6 V. Esto significa que la tensión máxima a través del condensador debería ser menor de 6 V. La Figura 5-9*c* muestra una forma de solucionarlo en la que un condensador electrolítico de 6 V se usa con una fuente de alimentación de 12 V. De nuevo, la idea consiste en usar un diodo zener para bajar la tensión. En este caso el diodo zener tiene una caída de 6,8 V, dejando sólo 5,2 V a través del condensador. De esta forma el condensador electrolítico puede filtrar la fuente de alimentación y permanecer dentro de sus límites de tensión.

5-3. SEGUNDA APROXIMACIÓN DE UN DIODO ZENER

La Figura 5-10*a* muestra la segunda aproximación de un diodo zener. Una resistencia zener está en serie con una batería ideal. La tensión total a través del diodo zener es igual a la tensión de ruptura más la caída de tensión a través de la resistencia zener. Como R_Z es relativamente pequeña en un diodo zener, ésta tiene sólo un pequeño efecto en la tensión total a través del diodo zener.

❑ Efecto en la tensión en la carga

¿Cómo podemos calcular el efecto de la resistencia zener en la tensión en la carga?

La Figura 5-10*b* muestra una fuente de alimentación excitando un regulador zener con carga. Idealmente, la tensión en la carga es igual a la tensión de ruptura V_Z. Pero en la segunda aproximación incluimos la resistencia zener, como se muestra en la Figura 5-10*c*. La caída de tensión adicional a través de R_Z incrementará ligeramente la tensión en la carga.

Como la corriente zener circula a través de la resistencia zener en la Figura 5-10*c*, la tensión en la carga viene dada por:

$$V_L = V_Z + I_Z R_Z$$

Como se puede observar, el cambio en la tensión en la carga respecto al caso ideal es:

$$\Delta V_L = I_Z R_Z \qquad (5\text{-}7)$$

Normalmente, R_Z es pequeña, de tal forma que la tensión cambia poco, típicamente decenas de voltios. Por ejemplo, si I_Z = 10 mA y R_Z = 10 Ω, entonces ΔV_L = 0,1 V.

❑ Efecto en el rizado

Por lo que respecta al rizado, podemos usar el circuito equivalente mostrado en la Figura 5-11*a*. En otras palabras, las únicas componentes que afectan al rizado son las tres resistencias que se muestran. Podemos simplificar esto incluso más. En un diseño típico, R_Z es mucho menor que R_L; por tanto, las únicas dos componentes que tienen un efecto significativo en el rizado son la resistencia serie y la resistencia zener mostrada en la Figura 5-11*b*.

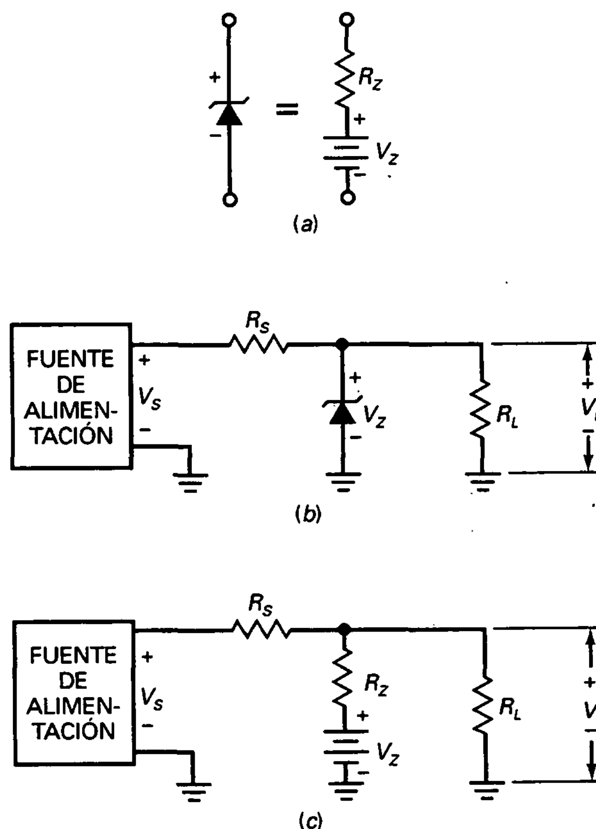


Figura 5-10. Segunda aproximación de un diodo zener. *a*) Circuito equivalente; *b*) fuente de alimentación excita un regulador zener; *c*) resistencia zener incluida en el análisis.

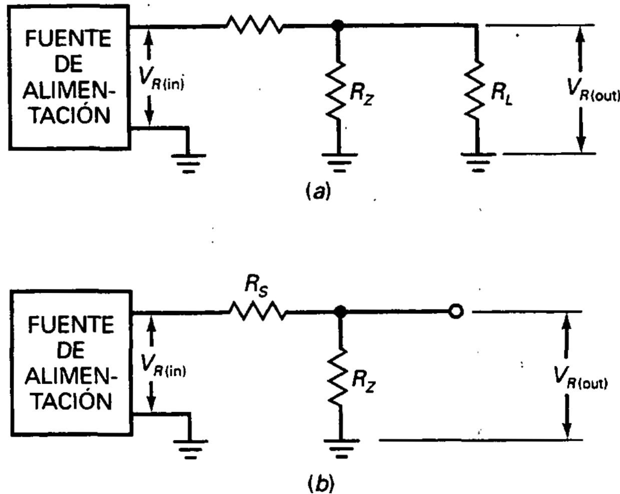


Figura 5-11. El regulador zener reduce el rizado. *a*) Circuito equivalente para señal completo; *b*) circuito equivalente para señal simplificado.

Como la Figura 5-11*b* es un divisor de tensión, podemos escribir la siguiente ecuación para el rizado de salida:

$$V_{R(\text{out})} = \frac{R_Z}{R_S + R_Z} V_{R(\text{in})}$$

Los cálculos del rizado no son críticos; es decir, no tienen que ser exactos. Como R_S es siempre mucho mayor que R_Z en un diseño típico, podemos usar esta aproximación para las detecciones de averías y análisis preliminares:

$$V_{R(\text{out})} \approx \frac{R_Z}{R_S} V_{R(\text{in})} \qquad (5\text{-}8)$$

EJEMPLO 5-7

El diodo zener de la Figura 5-12 tiene una tensión de ruptura de 10 V y una resistencia zener de 8,5 Ω. Calcular la tensión en la carga cuando la corriente zener es 20 mA, utilizando la segunda aproximación.

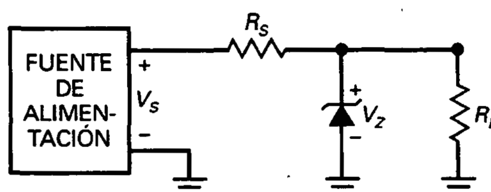


Figura 5-12. Regulador zener con carga.

SOLUCIÓN

El cambio en la tensión en la carga es igual a la corriente zener multiplicada por la resistencia zener:

$$\Delta V_L = I_Z R_Z = (20 \text{ mA})(8{,}5\ \Omega) = 0{,}17 \text{ V}$$

En una segunda aproximación, la tensión en la carga es:

$$V_L = 10 \text{ V} + 0{,}17 \text{ V} = 10{,}17 \text{ V}$$

EJEMPLO 5-8

En la Figura 5-12, $R_S = 270\ \Omega$, $R_L = 8{,}5\ \Omega$ y $V_{R(\text{in})} = 2$ V. ¿Cuál es la tensión de rizado aproximada a través de la carga?

SOLUCIÓN

El rizado en la carga es aproximadamente igual a la relación entre R_Z y R_S, multiplicado por el rizado en la entrada:

$$V_{R(\text{out})} \approx \frac{8{,}5\ \Omega}{270\ \Omega} 2 \text{ V} = 63 \text{ mV}$$

EJEMPLO 5-9

Suponiendo que el diodo zener tiene una tensión de ruptura de 10 V y una resistencia zener de 8,5 Ω, ¿cuál es la tensión adicional cuando la corriente es de 20 mA?

SOLUCIÓN

Si calculamos las tensiones en la Figura 5-13 usando los métodos discutidos anteriormente obtendremos los siguientes resultados. Con un transformador 8:1, la tensión de pico del secundario es 21,2 V. Reste dos caídas de tensión de dos diodos y obtendrá un pico de 19,8 V a través del condensador del filtro. La corriente a través de la resistencia de 390 Ω es 51 mA, y la corriente a través de R_S es 36 mA. El condensador tiene que alimentar la suma de estas dos corrientes, que es 87 mA. Con la ecuación (4-10), esta corriente produce un rizado a través del condensador de aproximadamente 2,7 V pp. Con esto podemos calcular el rizado que sale del regulador zener, que es aproximadamente 85 mV pp.

Como el rizado es grande, la tensión a través del condensador varía desde 19,8 V hasta 17,1 V. Si se promedian estos dos valores obtenemos 18,5 V como la tensión continua aproximada a través del condensador del filtro. Esta menor tensión continua significa que los rizados de la entrada y la salida calculados previamente también serán menores. Como se discutió en el capítulo anterior, los cálculos como éstos son sólo estimaciones, porque el análisis exacto tiene que incluir efectos de orden superior.

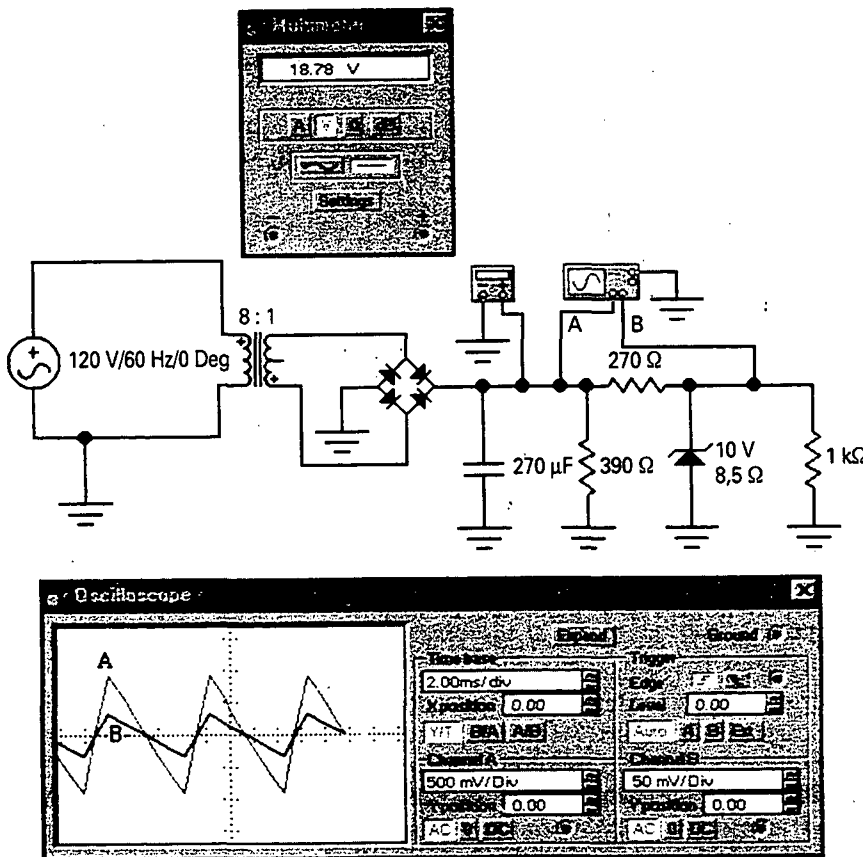


Figura 5-13. Análisis en simulación (EWB) del rizado de un regulador zener.

Ahora veamos las medidas de la simulación, que son casi respuestas exactas. El polímetro lee 18,78 V, muy cerca del valor estimado de 18,5 V. El canal A del osciloscopio muestra el rizado a través del condensador. Es aproximadamente 2 V pp, algo menor que los 2,7 V pp estimados, pero es una estimación razonable. Y finalmente, el rizado y la salida del regulador zener es aproximadamente 60 mV pp (canal B) en lugar de 85 mV pp. De nuevo, el rizado real es menor, pero todavía razonablemente cerca para propósitos de detección de averías y análisis preliminares.

5-4. PUNTO LÍMITE DE FUNCIONAMIENTO EN LA ZONA ZENER

Para que un regulador zener pueda mantener constante la tensión de salida, el diodo zener debe permanecer en la zona de ruptura en todas las condiciones de funcionamiento, lo que equivale a decir que debe haber corriente por el zener para todas las tensiones de fuente y todas las corrientes por la carga.

❑ Condiciones del peor caso

La Figura 5-14*a* muestra un regulador zener. Tiene las siguientes corrientes:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{20\text{ V} - 10\text{ V}}{200\ \Omega} = 50\text{ mA}$$

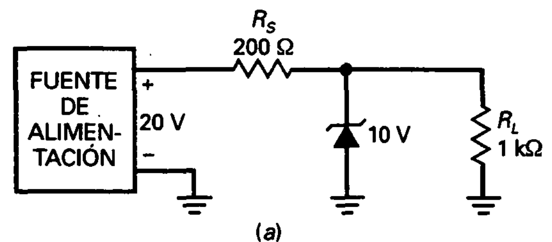
$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 10\text{ mA}$$

y

$$I_Z = I_S - I_L = 50\text{ mA} - 10\text{ mA} = 40\text{ mA}$$

Ahora, consideraremos qué sucede cuando la tensión de la fuente decrece desde 20 hasta 12 V. En los cálculos anteriores se puede ver que I_S decrecerá, I_L permanecerá igual, I_Z disminuirá. Cuando V_S es igual a 12 V, I_S será igual a 10 mA, $I_Z = 0$. Con esta tensión de fuente tan baja, el diodo zener está a punto de salirse de la región de ruptura. Si la fuente decrece más, la regulación se perderá. En otras palabras, la tensión en la carga se hará menor que 10 V. Por tanto, una tensión de fuente baja puede causar que el circuito zener falle en la regulación.

Otra forma de perder la regulación consiste en tener demasiada corriente por la carga. En la Figura 5-14*a* considere lo que sucede cuando la resistencia de carga decrece de 1 kΩ a 200 Ω. Cuando la resistencia de carga es 200 Ω, la corriente por la carga se incrementa hasta 50 mA y la corriente zener decrece a cero. De nuevo el diodo zener está a punto de salirse de la región de ruptura. Por tanto, un circuito zener dejará de regular si la resistencia de carga es demasiado baja.



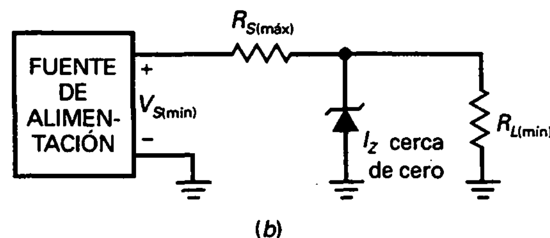


Figura 5-14. Regulador zener. *a*) Funcionamiento normal; *b*) condiciones del peor caso en el límite del mal funcionamiento.

Finalmente, consideraremos lo que sucede cuando R_S crece desde 200 Ω hasta 1 kΩ. En este caso, la corriente en serie decrece de 50 a 10 mA. Por ello, una resistencia en serie alta puede hacer que el circuito deje de regular correctamente.

La Figura 5-14*b* resume las ideas anteriores mostrando las condiciones del peor caso. Cuando la corriente zener está cerca de cero, la regulación zener se aproxima a la condición de fallo. Analizando el circuito para estas condiciones del peor caso es posible derivar *la siguiente ecuación:*

$$R_{S(\text{máx})} = \left(\frac{V_{S(\text{mín})}}{V_Z} - 1\right) R_{L(\text{mín})} \tag{5-9}$$

También es útil una forma alternativa de este ecuación:

$$R_{S(\text{máx})} = \frac{V_{S(\text{mín})} - V_Z}{I_{L(\text{máx})}} \tag{5-10}$$

Estas dos ecuaciones son útiles porque se puede comprobar si un regulador zener fallará bajo algunas condiciones de operación.

EJEMPLO 5-10

Un regulador zener tiene una tensión de entrada que puede variar de 22 a 30 V. Si la tensión de salida regulada es de 12 V y la resistencia de carga varía de 140 Ω a 10 kΩ, ¿cuál es la máxima resistencia en serie permitida?

SOLUCIÓN

Se usa la Ecuación (5-9) para calcular la máxima resistencia en serie:

$$R_{S(\text{máx})} = \left(\frac{22\text{ V}}{12\text{ V}} - 1\right) 140\ \Omega = 117\ \Omega$$

Mientras la resistencia en serie sea menor que 117 Ω, el regulador zener funcionará correctamente bajo todas las condiciones de operación.

EJEMPLO 5-11

Un regulador zener tiene una tensión de entrada de 15 a 20 V y una corriente por la carga de 5 a 20 mA. Si la tensión zener es de 6,8 V, ¿cuál deberá ser el valor de la resistencia en serie?

SOLUCIÓN

Se emplea la Ecuación (5-10) para calcular la máxima resistencia en serie:

$$R_{S(max)} = \frac{15\ \text{V} - 6.8\ \text{V}}{20\ \text{mA}} = 410\ \Omega$$

Mientras la resistencia en serie sea menor que 410 Ω, el regulador zener funcionará correctamente bajo todas las condiciones de operación.

5-5. CÓMO LEER UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

En el Apéndice se muestra la hoja de características para la serie 1N746 de diodos zener. Esta hoja de características también sirve para la serie 1N957 y la serie 1N4370. Consulte las hojas de características en el siguiente estudio. De nuevo en este caso, la mayor parte de la información de una hoja de características es para los diseñadores, pero a continuación se dan algunos datos que incluso quienes detectan averías y hacen pruebas deberían saber.

❑ Potencia máxima

La disipación de potencia de un diodo zener es igual al producto de su tensión por su corriente:

$$P_Z = V_Z I_Z \qquad (5\text{-}11)$$

Por ejemplo, si $V_Z = 12$ V e $I_Z = 10$ mA, entonces:

$$P_Z = (12\ \text{V})(10\ \text{mA}) = 120\ \text{mW}$$

Siempre que P_Z sea menor que la limitación de potencia, el diodo zener podrá funcionar en la zona de ruptura sin que se destruya. Los diodos zener disponibles comercialmente tienen limitaciones de potencia desde 1/4 hasta más de 50 W.

Por ejemplo, la hoja de características relativa a la serie 1N746 indica una potencia máxima de 400 mW. Un diseño robusto incluye un factor de seguridad para mantener la disipación de potencia muy por debajo de este máximo de 400 mW. Como se ha dicho antes, en los diseños conservadores se emplean factores de seguridad de 2 o más.

❑ Corriente máxima

Las hojas de características normalmente incluyen la corriente máxima que puede circular por un diodo zener sin exceder su límite de potencia. Esta

corriente máxima está relacionada con la potencia máxima de la forma siguiente:

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z} \tag{5-12}$$

donde:

I_{ZM} = corriente máxima por el diodo zener
P_{ZM} = limitación de potencia máxima
V_Z = tensión zener

Por ejemplo, el 1N759 tiene una tensión zener de 12 V. Por tanto, su corriente máxima es

$$I_{ZM} = \frac{400\ \text{mW}}{12\ \text{V}} = 33{,}3\ \text{mA}$$

La hoja de características proporciona dos limitaciones de corriente máxima: 30 y 35 mA. Obsérvese que estos valores incluyen nuestra respuesta teórica de 33,3 mA. La hoja de características proporciona dos valores debido a la tolerancia en la tensión zener.

Si se satisface la limitación de corriente, automáticamente se satisface la limitación de potencia. Por ejemplo, si la corriente se mantiene menor de 33,3 mA, al mismo tiempo la disipación de potencia se mantiene menor de 400 mW. Si se incluye un factor de seguridad igual a 2, ya no hay por qué preocuparse de que el diodo se queme a causa de un diseño poco común.

❑ Tolerancia

La nota 1 en la hoja de características muestra estas tolerancias:

- Serie 1N4370: ±10 por 100, sufijo A para ±5 por 100.
- Serie 1N746: ±10 por 100, sufijo A para ±5 por 100.
- Serie 1N957: ±20 por 100, sufijo A para ±10 por 100, sufijo B para ±5 por 100.

Por ejemplo, un 1N967 tiene una tensión zener de 18 V con una tolerancia de ±20 por 100. El 1N967A tiene las mismas tensiones zener con una tolerancia de ±10 por 100, y el N967B tiene la misma tensión con una tolerancia de ±5 por 100.

❑ Resistencia zener

La resistencia zener (también llamada *impedancia zener*) puede designarse por R_{ZT} o por Z_{ZT}. Por ejemplo, el 1N961 tiene una resistencia zener de 8,5 Ω medida a una corriente de prueba de 12,5 mA. Mientras la corriente zener se mantenga por encima del codo de la curva, puede tomarse 8,5 Ω como el valor aproximado de la resistencia zener. Pero obsérvese que la resistencia zener aumenta en el codo de la curva (700 Ω). Lo importante es que el punto

de funcionamiento debe estar cerca de la corriente de prueba, si es posible. En ese caso se sabe que la resistencia zener es relativamente pequeña.

La hoja de características contiene una gran cantidad de información adicional, pero está dirigida básicamente a los diseñadores. Si el lector trabajase en diseño, entonces tendría que leer con mucho detenimiento la hoja y también las notas que indican cómo fueron medidas las características.

❑ Ajuste

El *factor de ajuste* que se incluye en las hojas de características indica cuánto hay que reducir la limitación de potencia de un dispositivo. La serie 1N746, por ejemplo, tiene una limitación de potencia de 400 mV para una temperatura de 50 °C. El factor de ajuste que se da es de 3,2 mW/°C, lo que significa que se deben restar 3,2 mW por cada grado que rebase los 50 °C. Aunque no se esté trabajando en diseño, hay que tener cuidado con el efecto de la temperatura. Si se sabe que la temperatura superará los 50 °C, el diseñador tiene que ajustar o reducir la limitación de potencia del diodo zener.

5-6. DETECCIÓN DE AVERÍAS

En la Figura 5-15 se muestra un regulador zener. Si el circuito está funcionando adecuadamente, la tensión entre *A* y masa debe ser de +18 V, la tensión entre *B* y masa debe ser de +10 V y la tensión entre C y masa debe ser de +10 V.

❑ Síntomas característicos

Ahora veamos qué es lo que podría fallar en el circuito. Cuando un circuito no está funcionando correctamente, la persona que va a detectar la avería comienza, en general, midiendo tensiones. Estas mediciones de tensión dan pistas que ayudan a aislar el problema. Supóngase, por ejemplo, que se miden estas tensiones en los nudos:

$$V_A = +18 \text{ V} \quad ; \quad V_B = +10 \quad ; \quad V_C = 0$$

Lo que detectando averías se podría pensar después de haber medido las tensiones anteriores es lo siguiente:

¿Está abierta la resistencia de carga? No, la tensión en la carga seguiría siendo de +10 V. ¿Y si la resistencia de carga estuviese en cortocircuito? No, pues eso llevaría a masa *B* y *C*, produciendo 0 V. ¿Y si el cable de conexión entre *B* y *C* estuviese abierto? Sí, eso podría ser.

Este fallo produce síntomas característicos. La única forma de obtener este conjunto de tensiones es con una conexión abierta entre *B* y *C*.

❑ Síntomas ambiguos

No todas las averías producen síntomas característicos, pues a veces varias generan el mismo conjunto de tensiones. He aquí un ejemplo: supóngase que el detector de averías mide estas tensiones:

$$V_A = +18\text{ V} \quad ; \quad V_B = 0 \quad ; \quad V_C = 0$$

¿En qué consiste la avería? Reflexionemos unos minutos. Cuando tenga la respuesta, lea lo siguiente.

Un detector de averías podría hallar el problema de esta manera. Sus consideraciones serían quizá éstas:

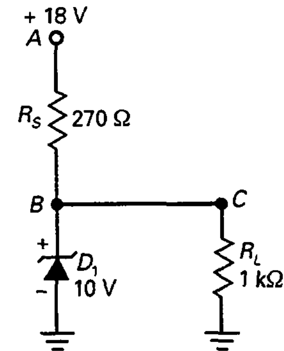


Figura 5-15. Detección de averías en un regulador zener.

Hay tensión en *A*, pero no en *B* ni en *C*. ¿Y si la resistencia en serie estuviese abierta? Entonces no podría haber tensión en *B* o *C*, pero aún mediría +18 V entre *A* y masa. Sí, la resistencia en serie probablemente está abierta.

En este punto, el detector de averías desconectaría la resistencia en serie y mediría su resistencia con un óhmetro. Cabe la posibilidad de que estuviese abierta. Pero supóngase que la medida indica una resistencia en buen estado. Entonces el detector de averías debería proceder como sigue:

Qué extraño. ¿Hay alguna otra forma de obtener +18 V en *A* y 0 V en *B* y *C*? ¿Puede estar el diodo zener en cortocircuito? ¿Y si la resistencia de la carga estuviese en cortocircuito? ¿Y si entre *B* y masa, o entre *C* y masa hubiese una salpicadura de soldadura? Cualquiera de estas causas podría originar los síntomas que observo.

Ahora el detector de averías desconoce más causas posibles para explicar el origen del problema. Finalmente, hallará cuál es la avería.

Cuando los componentes se queman, por lo general, se ponen en circuito abierto, pero no siempre. Algunos dispositivos semiconductores pueden generar cortocircuitos internos, en cuyo caso son como resistencias nulas. Otras causas que pueden producir cortocircuitos son las salpicaduras de soldadura entre las pistas de una tarjeta de circuito impreso, una gota de soldadura que toque dos pistas, etc. Por ello, es necesario plantearse hipótesis que tengan en cuenta los componentes en cortocircuito y los componentes abiertos.

❑ Tabla de averías

La Tabla 5-2 muestra las posibles averías del regulador zener de la Figura 5-15. Al trabajar con tensiones, recuerde esto: un componente en cortocircuito es equivalente a una resistencia nula, mientras que un componente abierto es equivalente a una resistencia infinita. Si tiene problemas con los cálculos al usar cero e infinito, entonces emplee 0,001 Ω y 1.000 MΩ. En

otras palabras, emplee una resistencia muy pequeña en vez de un cortocircuito, y una resistencia muy grande en lugar de un circuito abierto.

En la Figura 5-15, la resistencia en serie R_S puede estar en cortocircuito o en circuito abierto. Designemos estas averías como R_{SS} y R_{SO}. Análogamente, el diodo zener puede estar en cortocircuito o abierto y lo simbolizaremos mediante D_{1S} y D_{1O}. Además, la resistencia de carga puede estar en cortocircuito o abierta, R_{LS} y R_{LO}, Finalmente, el conductor de conexión entre B y C puede estar abierto, denominado BC_O.

En la Tabla 5-2, la segunda fila muestra las tensiones cuando la avería es R_{SS}, una resistencia en serie cortocircuitada. Si la resistencia en serie estuviese en cortocircuito en la Figura 5-15 aparecerían +18 V en B y C, lo que destruiría el diodo zener y posiblemente la resistencia de carga. Para esta avería un voltímetro mediría 18 V en A, B y C. Esta avería y sus tensiones se muestran en la Tabla 5-2.

Si la resistencia en serie estuviese abierta en la Figura 5-15 entonces no habría tensión en B. En este caso, B y C tendrían tensión cero, como se muestra en la Tabla 5-2. Continuando así, se pueden obtener las demás entradas que se ven en la Tabla 5-2.

En la Tabla 5-2, los comentarios indican averías que podrían ocurrir como consecuencia directa de los cortocircuitos originales.

Por ejemplo, una R_S en cortocircuito destruirá el diodo zener y también puede quemar la resistencia de carga. Depende de la limitación de potencia de la resistencia de carga. Una R_S en cortocircuito significa que hay 18 V a través de 1 kΩ. Esto produce una potencia de 0,324 W. Si la resistencia de carga tiene una limitación de apenas 0,25 W, entonces se quemará.

Algunas de las averías en la Tabla 5-2 producen tensiones únicas y otras producen tensiones ambiguas. Por ejemplo, las tensiones para R_{SS}, D_{1O}, BC_O y «Sin alimentación» son únicas. Si se miden estas tensiones puede identificar la avería sin entrar a hacer medidas en el circuito con un óhmetro.

Por otro lado, todas las demás averías de la Tabla 5-2 producen tensiones ambiguas. Si se miden un conjunto de tensiones ambiguas se necesitará entrar en el circuito y medir la resistencia de los componentes sospechosos. Por ejemplo, suponga que mide 18 V en A, 0 V en B y 0 V en C. Las averías que pueden producir estas tensiones son R_{SO}, D_{1S} y R_{LS}.

Después de estudiar la Tabla 5-2 puede practicar la detección de averías con el detector de averías al final de este capítulo.

Tabla 5-2. Averías y síntomas de un regulador zener

Averías	V_A (V)	V_B (V)	V_C (V)	Comentarios
Ninguna	18	10	10	Ningún problema
R_{SS}	18	18	18	D_1 y R_L pueden estar abiertos
R_{SO}	18	0	0	
D_{1S}	18	0	0	R_S puede estar abierta
D_{1O}	18	14,2	14,2	
R_{LS}	18	0	0	R_S puede estar abierta
R_{LO}	18	10	10	
BC_O	18	10	0	
Sin alimentación	0	0	0	Comprobar la alimentación de potencia

5-7. RECTAS DE CARGA

La corriente en el diodo zener de la Figura 5-16*a* viene dada por:

$$I_Z = \frac{V_S - V_Z}{R_S}$$

Supóngase, por ejemplo, que $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ. Entonces, la ecuación precedente se reduce a:

$$I_Z = \frac{20 - V_Z}{1.000}$$

Como antes, el punto de saturación (intersección vertical) se obtiene haciendo V_Z igual a cero, obteniendo una I_Z de 20 mA. De la misma manera, para obtener el punto de corte (intersección horizontal) se hace I_Z igual a cero, con lo que obtenemos $V_Z = 20$ V.

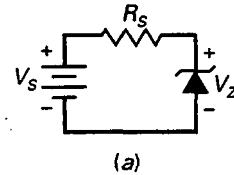
De modo alternativo, los extremos de la recta de carga se pueden obtener como sigue. Piense en la Figura 5-16*a* con $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ. Con el diodo zener en cortocircuito, la corriente máxima por el diodo es de 20 mA. Con el diodo abierto, la tensión máxima en el diodo es de 20 V.

Supóngase que el diodo zener tiene una tensión de ruptura de 12 V. Entonces su curva es como la que se ve en la Figura 5-16*b*. Cuando se traza la recta de carga para $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ, se obtiene la recta de carga de arriba con un punto de intersección Q_1. La tensión del diodo zener será ligeramente mayor que la tensión de codo de ruptura, ya que la curva está ligeramente inclinada.

Para entender el funcionamiento de la regulación de tensión se supone que la tensión de la fuente cambia a 30 V. Entonces la corriente zener cambia a:

$$I_Z = \frac{30 - V_Z}{1.000}$$

Este cambio implica que los extremos de la recta de carga son 30 mA y 30 V, como se ve en la Figura 5-16*b*. La nueva intersección se sitúa en Q_2. Comparando Q_2 con Q_1 se puede apreciar que hay más corriente por el diodo zener, pero hay aproximadamente la misma tensión zener. Por tanto, a pesar de que la tensión de la fuente ha pasado de 20 a 30 V, la tensión zener sigue siendo aproximadamente igual a 12 V. Ésta es la idea básica en la regulación de tensión; la tensión de salida se ha mantenido casi constante incluso cuando la tensión de entrada ha sufrido un cambio bastante grande.



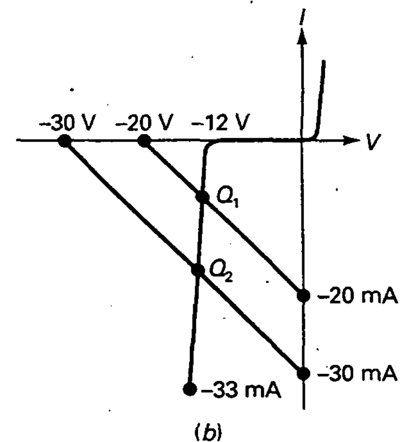


Figura 5-16. Análisis de la recta de carga de un regulador zener.

5-8. DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS

La optoelectrónica es la tecnología que combina la óptica con la electrónica. Este campo incluye muchos dispositivos basados en la acción de una unión *pn*. Ejemplos de dispositivos optoelectrónicos son los diodos emisores de luz (LED), los fotodiodos, los optoacopladores, etc. Nuestro estudio comienza por los LED.

❏ Diodo emisor de luz (LED)

En la Figura 5-17*a* se ve una fuente conectada a una resistencia y un LED. Las flechas que salen simbolizan la luz radiada. En un LED con polarización directa los electrones libres atraviesan la unión y caen en los huecos. Como caen de niveles energéticos altos a niveles bajos, emiten energía. En los diodos normales esta energía se disipa en forma de calor, pero en un LED lo hace en forma de luz. Los LED han sustituido a las lámparas incandescentes en muchas aplicaciones porque necesitan muy poca tensión, tienen una larga vida y conmutan muy rápido.

Empleando elementos como el galio, el arsénico y el fósforo, un fabricante puede producir LED que emitan luz roja, verde, amarilla, azul, naranja o infrarroja (invisible). Los LED que producen radiación visible son útiles en los instrumentos, las calculadoras, etc., mientras que los de luz infrarroja tienen aplicaciones en sistemas de alarma antirrobos, reproductores de CD y otros dispositivos en los que se requiera luz invisible.

❏ Tensión y corriente en un LED

La resistencia que aparece en la Figura 5-17*b* es la resistencia limitadora de corriente habitual que evita que la corriente exceda la corriente máxima del diodo. Como la resistencia tiene una tensión de V_S a la izquierda y de V_D a la derecha, la tensión es la diferencia entre estas dos tensiones. Por la ley de Ohm, la corriente en serie es:

$$I_S = \frac{V_S - V_D}{R_S} \qquad (5\text{-}13)$$

En la mayor parte de los LED disponibles comercialmente, la caída de tensión típica es de 1,5 a 2,5 V para corrientes que fluctúan entre 10 y 50 mA. El valor exacto de la caída de tensión depende de la corriente que atraviesa el LED, el color, la tolerancia, etc. A menos que se diga otra cosa, en este libro supondremos una caída nominal de 2 V para la detección de averías o el análisis de circuitos con LED.

❏ Luminosidad del LED

La luminosidad de un LED depende de la corriente. Cuando V_S es mucho mayor que V_D en la Ecuación (5-13), el brillo del LED es aproximadamente constante. Por ejemplo, un TIL222 es un LED verde con una tensión directa de entre 1,8 (mínimo) y 3 V (máximo), para una corriente de 25 mA. Si un

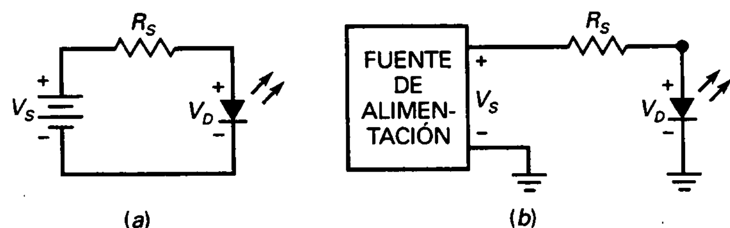


Figura 5-17. Indicador LED. *a*) Circuito básico; *b*) circuito práctico.

circuito como el de la Figura 5-17*b* se produce en serie usando un TIL222, el brillo del LED se hace constante si V_S es mucho mayor que V_D. Si V_S es sólo ligeramente mayor que V_D, el brillo del LED variará notablemente de un circuito al siguiente.

La mejor manera de controlar la luminosidad es excitar el LED con una fuente de corriente. De esta forma, el brillo es constante porque la corriente es constante. Cuando se expliquen los transistores (actúan como fuentes de corriente), mostraremos cómo se usan para excitar un LED.

❑ Tensión de ruptura

Los LED tienen tensiones de ruptura bajas, típicamente entre 3 y 5 V, por lo que se destruyen fácilmente si se polarizan en inversa con demasiada tensión. Cuando se están detectando averías en un circuito con LED en el que el LED no brilla, se debe comprobar la polaridad de la conexión del LED para asegurarse de que está polarizado en directa.

A menudo se usa un LED para indicar la presencia de tensión de red en el equipo. En este caso se puede usar un diodo rectificador en paralelo con el LED para prevenir la destrucción del mismo por polarización inversa. Más tarde se da un ejemplo del uso de un rectificador para proteger un LED.

❑ Indicador de siete segmentos

La Figura 5-18*a* muestra un *indicador de siete segmentos*. Contiene siete LED rectangulares (*A* a *G*), en el que cada uno recibe el nombre de *segmento* porque forma parte del símbolo que se está mostrando. La Figura 5-18b es un diagrama esquemático del indicador de siete segmentos. Se incluyen resistencias externas en serie para limitar la corriente a niveles de seguridad. Llevando a masa una o más resistencias, puede formarse cualquier dígito del 0 al 9. Por ejemplo, llevando a masa *A*, *B* y *C* se obtiene un 7. Llevando a masa *A*, *B*, *C*, *D* y *G* se obtiene un 3.

Con un indicador de siete segmentos se pueden formar también las letras *A*, *C*, *E* y *F*, y las letras minúsculas *b* y *d*. Los entrenadores de microprocesadores usan a menudo indicadores de siete segmentos para mostrar todos los dígitos del 0 al 9, más *A*, *b*, *C*, *d*, *E* y *F*.

El indicador de siete segmentos de la Figura 5-18*b* es del tipo de ánodo común porque todos los ánodos están conectados entre sí. También existe el tipo de cátodo común en que todos los cátodos están conectados entre sí.

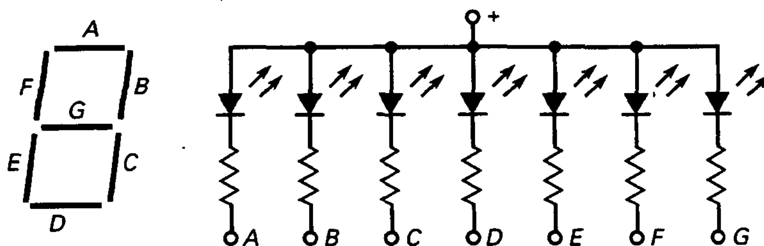


Figura 5-18. Indicador de siete segmentos. *a*) Disposición física de los segmentos; *b*) circuitos equivalentes.

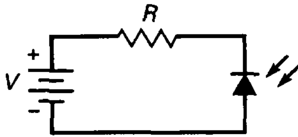


Figura 5-19. La luz incidente incrementa la corriente inversa en el fotodiodo.

❑ Fotodiodo

Como ya se ha dicho, uno de los componentes de la corriente inversa en un diodo es el flujo de portadores minoritarios. La existencia de estos portadores se debe a que la energía térmica está continuamente desligando electrones de valencia de sus orbitales, produciendo durante este proceso electrones libres y huecos. El tiempo de vida de los portadores minoritarios es corto, pero mientras existen pueden contribuir a la corriente inversa.

Cuando la energía luminosa se proyecta sobre una unión *pn*, puede desligar electrones de valencia. Cuanta mayor intensidad de luz incida sobre la unión, mayor será la corriente inversa en el diodo. Un fotodiodo es un diodo cuya sensibilidad a la luz es máxima. En este tipo de diodos, una ventana permite que la luz pase por el encapsulado hasta la unión. La luz incidente produce electrones libres y huecos. Cuanto más intensa sea la luz, mayor será el número de portadores minoritarios y mayor será la corriente inversa.

La Figura 5-19 muestra el símbolo de un fotodiodo. Las flechas representan la luz incidente. Es especialmente importante recordar que la fuente y la resistencia en serie polarizan inversamente el fotodiodo. A medida que la luz se hace más intensa, la corriente inversa aumenta. En los fotodiodos típicos la corriente inversa es del orden de decenas de microamperios.

❑ Optoacoplador

Un optoacoplador (llamado también *optoaislador* o aislador acoplado ópticamente) combina un LED y un fotodiodo en un solo encapsulado. La Figura 5-20 muestra un optoacoplador. Tiene un LED en el lado de entrada y un fotodiodo en el lado de salida. La tensión de la fuente de la izquierda y la resistencia en serie establecen una corriente en el LED. Entonces, la luz proveniente del LED incide sobre el fotodiodo, lo que genera una corriente inversa en el circuito de salida, que produce una tensión en la resistencia de salida. La tensión de salida es igual a la tensión de la fuente menos la tensión en la resistencia.

Si la tensión de entrada varía, la cantidad de luz también lo hará, lo que significa que la tensión de salida cambia de acuerdo con la tensión de entrada. Por ello, la combinación de un LED y un fotodiodo recibe el nombre de optoacoplador. El dispositivo puede acoplar una señal de entrada con el circuito de salida.

La ventaja fundamental de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y de salida. Mediante el optoacoplador, el único contacto que hay entre la entrada y la salida es un haz de luz. Por tal causa, es posible tener una resistencia de aislamiento entre los dos circuitos

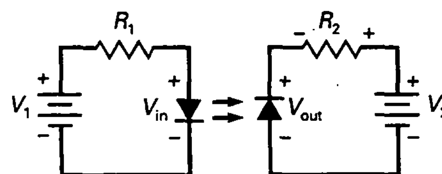


Figura 5-20. El optoacoplador combina un LED y un fotodiodo.

del orden de miles de MΩ. Los aislamientos como éste son útiles en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de los dos circuitos pueden diferir en varios miles de voltios.

❑ Diodo láser

En un LED los electrones libres radian luz cuando caen de niveles de energía superior a niveles inferiores y lo hacen de forma aleatoria y continuamente, produciendo longitudes de onda con fases entre 0 y 360 grados. La luz que tiene muchas fases diferentes se llama *luz no coherente*, por consiguiente, un LED produce luz no coherente.

Un **diodo láser** es diferente en este aspecto, ya que *produce luz coherente*, lo que significa que todas las ondas luminosas están en fase entre sí. La idea básica de un diodo láser consiste en usar una cámara resonante con espejos que refuerza la emisión de ondas luminosas a la misma frecuencia y fase. A causa de esta resonancia, un diodo láser produce un haz de luz estrecho que es muy intenso, enfocado y puro.

El diodo láser también se conoce como láser semiconductor. Estos diodos pueden producir luz visible (roja, verde o azul) y luz invisible (infrarroja). Se usan en productos de consumo y comunicaciones de banda ancha. Entre los primeros encontramos diodos láser en reproductores de discos compactos e impresoras láser. En comunicaciones de banda ancha se usan con cables de fibra óptica para incrementar la velocidad en Internet.

Un cable de fibra óptica es análogo a un par trenzado, excepto que las trenzas son fibras de vidrio o plástico delgadas y flexibles que transmiten un haz de luz en lugar de los electrones libres. La ventaja consiste en que se puede enviar mucha más información a través de un cable de fibra óptica que a través de un cable de cobre.

EJEMPLO 5-12

La Figura 5-21*a* muestra un ensayo de polaridad de tensión. Se puede usar para comprobar una tensión continua de polaridad desconocida. Cuando la tensión continua es positiva, el LED verde se ilumina. Cuando la tensión continua es negativa, el LED rojo se enciende. ¿Cuál es la corriente aproximada del LED si la tensión de entrada continua es 50 V y la resistencia en serie es 2,2 kΩ?

SOLUCIÓN

Usaremos una tensión directa de aproximadamente 2 V para cada LED. Con la Ecuación (5-13):

$$I_S = \frac{50\text{ V} - 2\text{ V}}{2{,}2\text{ k}\Omega} = 21{,}8\text{ mA}$$

EJEMPLO 5-13

La Figura 5-21*b* es un ensayo de continuidad. Después de que se apaga toda la alimentación en el circuito bajo prueba, usted puede

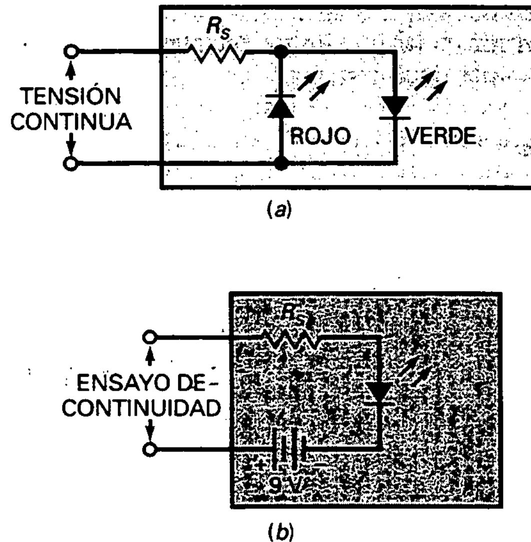


Figura 5-21. *a*) Indicador de polaridad; *b*) ensayo de continuidad.

usar este circuito para verificar la continuidad de los cables, conectores e interruptores. ¿Cuánta corriente hay en el LED si la resistencia en serie que es 470 Ω?

SOLUCIÓN

Cuando los terminales de entrada están en corto (continuidad), la batería interna de 9 V produce una corriente en el LED de:

$$I_S = \frac{9\ \text{V} - 2\ \text{V}}{470\ \Omega} = 14.9\ \text{mA}$$

EJEMPLO 5-14

Los LED se usan a menudo para indicar la existencia de tensiones alternas. La Figura 5-22 muestra una fuente de tensión alterna excitando un indicador LED. Cuando existe tensión alterna, hay

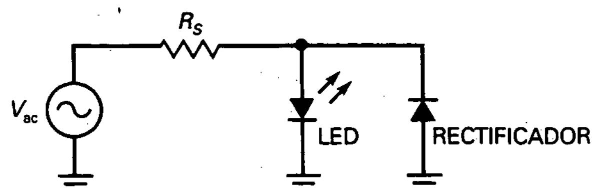


Figura 5-22. Indicador de tensión alterna baja.

corriente LED en la mitad positiva de los ciclos. En la mitad negativa de los ciclos, el diodo rectificado se enciende y protege el LED de tensiones inversas grandes. Si la fuente de tensión alterna es de 20 V rms y la resistencia en serie es 680 Ω, ¿cuál es la corriente media en el LED? También, calcule la disipación de potencia aproximada en la resistencia serie.

SOLUCIÓN

La corriente del LED es una señal rectificada de media onda. La tensión de pico de la fuente es 1,414 × 20 V, que es aproximadamente 28 V. Ignorando la caída de tensión en el LED, la corriente aproximada de pico es:

$$I_S = \frac{28\ \text{V}}{680\ \Omega} = 41{,}2\ \text{mA}$$

La media de la corriente de media onda a través del LED vale:

$$I_S = \frac{41{,}2\ \text{mA}}{\pi} = 13{,}1\ \text{mA}$$

Ignore las caídas de tensión en los diodos de la Figura 5-22; esto es equivalente a decir que existe un corto a tierra en el extremo derecho de la resistencia de serie. Entonces la disipación de potencia en la resistencia serie es igual al cuadrado de la tensión de la fuente dividida por la resistencia:

$$P = \frac{(20\ \text{V})^2}{680\ \Omega} = 0{,}588\ \text{W}$$

A medida que la tensión de la fuente en la Figura 5-22 se incrementa, la disipación de potencia en la resistencia serie se puede incrementar varios vatios. Esto es una desventaja, porque una resistencia de alta potencia es demasiado voluminosa y disipadora para la mayoría de las aplicaciones.

EJEMPLO 5-15

El circuito de la Figura 5-23 muestra un indicador LED para la tensión alterna de red. La idea es básicamente la misma que en la Figura 5-22, excepto que nosotros usamos un condensador en lugar de una resistencia. Si la capacidad es 0,68 μF, ¿cuál es la corriente media en el LED?

SOLUCIÓN

Calcule la reactancia capacitiva:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(60\ \text{Hz})(0{,}68\ \mu\text{F})} = 3{,}9\ \text{k}\Omega$$

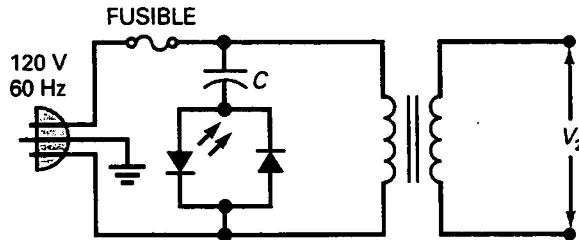


Figura 5-23. Indicador de tensión alterna alta.

Ignorando la caída de tensión en el LED, la corriente aproximada de pico del LED es:

$$I_S = \frac{170\ \text{V}}{3{,}9\ \text{k}\Omega} = 43{,}6\ \text{mA}$$

La corriente media en el LED:

$$I_S = \frac{43{,}6\ \text{mA}}{\pi} = 13{,}9\ \text{mA}$$

¿Qué ventaja tiene un condensador en serie sobre una resistencia en serie? Como la tensión y la corriente en un condensador están desfasadas 90°, no hay disipación de potencia en el condensador. Si una resistencia de 3,9 kΩ se usara en lugar de un condensador, tendría una disipación de potencia de aproximadamente 3,69 W. La mayoría de los diseñadores preferirían usar un condensador, ya que éste es más pequeño e idealmente no produce calor.

EJEMPLO 5-16

¿Qué hace el circuito de la Figura 5-24?

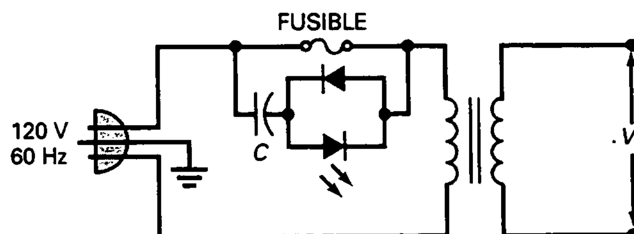


Figura 5-24. Indicador de fusible quemado.

SOLUCIÓN:

Éste es un indicador de fusible quemado. Si el fusible está bien, el LED está apagado porque hay tensión aproximadamente cero a través del indicador del LED. Por otro lado, si el fusible está abierto, algo de la tensión de red aparece a través del indicador del LED y éste se enciende.

5-9. EL DIODO SCHOTTKY

A medida que la frecuencia crece, el funcionamiento de los diodos rectificadores de pequeña señal empieza a deteriorarse. Ya no son capaces de conmutar lo suficientemente rápido como para producir una señal de media onda bien definida. La solución a este problema es el *diodo Schottky*. Antes de describir este diodo de propósito específico, veamos el problema que aparece con los diodos normales de pequeña señal.

❑ Almacenamiento de carga

La Figura 5-25*a* muestra un diodo de pequeña señal y la Figura 5-25*b* describe sus bandas de energía. Como se puede ver, los electrones de la banda de conducción se han difundido a través de la unión y se han desplazado hacia la zona *p* antes de recombinarse (trayectoria *A*). De forma similar, los huecos han cruzado la unión y se han movido hacia la zona *n* antes de recombinarse (trayectoria *B*). Cuanto mayor es el tiempo de vida, más lejos pueden viajar las cargas antes de que se recombinen.

Por ejemplo, si el tiempo de vida es de 1 μs, los electrones libres y los huecos existen durante un tiempo de 1 μs antes de que se lleve a cabo la recombinación. Esto permite a los electrones libres penetrar profundamente en la zona *p*, donde permanecen temporalmente almacenados en la banda más alta de energía. Similarmente, los huecos penetran profundamente en la zona *n*, donde están temporalmente almacenados en la banda más baja de energía.

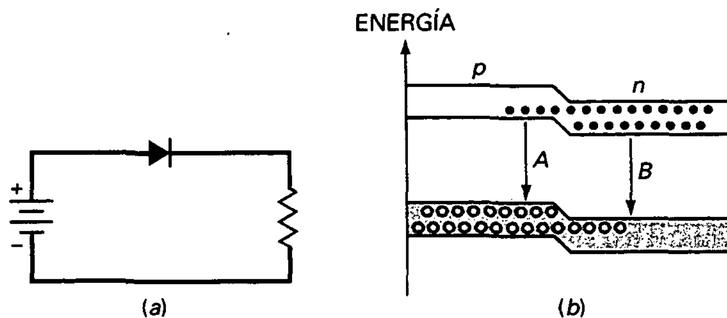


Figura 5-25. Almacenamiento de carga. *a*) La polarización directa crea cargas almacenadas; *b*) cargas almacenadas en bandas de alta y baja energía.

A mayor corriente directa, mayor es el número de cargas que han atravesado la unión. A mayor tiempo de vida, mayor la profundidad de penetración de estas cargas y mayor el tiempo que permanecen en las bandas de energía altas y bajas.

❑ El almacenamiento de carga produce corriente inversa

Cuando se trata de conmutar un diodo de directa a inversa, la carga almacenada crea un problema. ¿Por qué? Porque si el diodo se polariza en inversa de manera repentina, las cargas almacenadas podrán circular en la dirección inversa durante un breve período de tiempo. Cuanto más largo sea el tiempo de vida, mayor será el tiempo durante el cual estas cargas puedan contribuir a la corriente inversa.

Supóngase, por ejemplo, que un diodo polarizado en directa se conmuta de repente a polarización inversa, como se ve en la Figura 5-26*a*. Entonces, durante unos instantes, podrá existir una gran corriente inversa debido a las cargas almacenadas que se muestran en la Figura 5-26*b*. La corriente inversa no se detendrá hasta que las cargas almacenadas hayan cruzado la unión o bien hasta que se hayan recombinado.

❑ Tiempo de recuperación inverso

El tiempo que se tarda para que un diodo con polarización directa se corte se llama tiempo de recuperación inverso t_{rr}. Las condiciones para medir t_{rr} cambian de un fabricante a otro. Como guía, t_{rr} es el tiempo necesario para que la corriente inversa decaiga al 10 por 100 de la corriente en polarización directa.

Así, por ejemplo, el IN4148 tiene un t_{rr} de 4 ns. Si este diodo tiene una corriente en polarización directa de 10 mA y súbitamente se polariza en inversa, transcurrirán aproximadamente 4 ns para que la corriente inversa decrezca a 1 mA. El tiempo de recuperación inverso es tan corto en diodos para pequeña señal que su efecto pasa desapercibido a frecuencias menores que 10 MHz. Sólo cuando se trabaja muy por encima de los 10 MHz es necesario tener en cuenta t_{rr}.

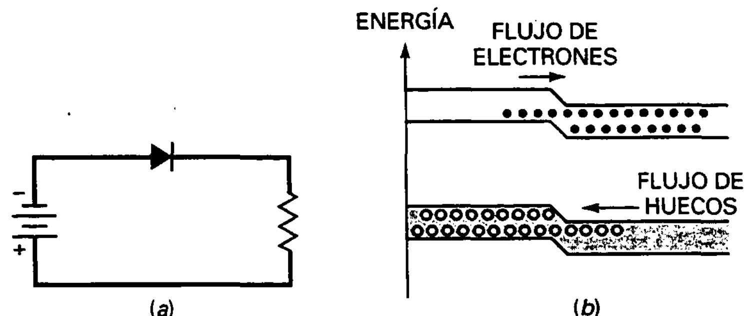


Figura 5-26. Las cargas almacenadas posibilitan una breve corriente inversa. *a*) Repentina inversión en la tensión de la fuente; *b*) flujo de cargas almacenadas en dirección inversa.

❑ Rectificación pobre a altas frecuencias

¿Cuál es el efecto del tiempo de recuperación inverso sobre la rectificación? Observe el rectificador de media onda de la Figura 5-27*a*. A frecuencias bajas la salida es una señal rectificada de media onda. A medida que la frecuencia aumenta hacia el orden de los MHz la señal de salida comienza a desviarse de su forma normal, como se observa en la Figura 5-27*b*. Se puede ver que hay una conducción apreciable (llamada *colas*) cerca del comienzo del semiciclo inverso.

El problema es que el tiempo de recuperación inverso se está convirtiendo en una parte significativa del período, permitiendo la conducción durante el principio del semiciclo negativo. Por ejemplo, si $t_{rr} = 4$ ns y el período es de 50 ns, entonces la parte inicial del semiciclo inverso tendrá colas similares a las que se ve en la Figura 5-27*b*. Si la frecuencia continúa aumentando, el rectificador se hace inservible.

❑ Eliminando el almacenamiento de carga

La solución al problema de colas es un dispositivo de propósito específico denominado **diodo Schottky**. Este tipo de diodo usa un metal como el oro, la plata o el platino en un lado de la unión y silicio dopado (generalmente tipo *n*) en el otro. El metal a un lado de la unión provoca que el diodo Schottky no tenga zona de deplexión, y dicha carencia significa que *no hay cargas almacenadas en la unión.*

Cuando un diodo Schottky no tiene polarización, los electrones libres en el lado *n* se hallan en orbitales más pequeños que los electrones libres del lado metálico. A la diferencia en el tamaño de los orbitales se le llama **barrera Schottky**, aproximadamente 0,25 V. Si el diodo tiene polarización directa, los electrones libres del lado *n* pueden ganar la energía suficiente para moverse en orbitales mayores. Por ello, los electrones libres pueden atravesar la unión y penetrar en el metal, produciendo una gran corriente de polarización directa. Como el metal no tiene huecos, no hay almacenamiento y, por tanto, tampoco hay tiempo de recuperación inverso.

❑ Diodo de portadores activos

El diodo Schottky se denomina a veces **diodo de portadores activos**. Este nombre se debe a que la polarización directa incrementa la energía de los

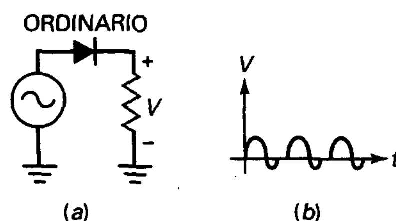


Figura 5-27. Las cargas almacenadas degradan el comportamiento del rectificador a frecuencias altas. *a*) Circuito rectificador con un diodo normal de pequeña señal; *b*) las colas aparecen en el semiciclo negativo a frecuencias altas.

electrones en el lado n a un nivel mayor que la de los electrones en el lado metálico de la unión. Este aumento de energía inspiró el nombre de **portadores activos** para los electrones del lado n. Tan pronto como estos electrones de alta energía cruzan la unión, caen en el metal, que tiene una banda de conducción de menor energía.

❑ Conmutación rápida

La ausencia de almacenamiento de carga implica que el tiempo de recuperación inverso tiende a cero. Por lo cual, un diodo Schottky puede cortarse más rápidamente que un diodo ordinario. Cuando se usa en un circuito como el de la Figura 5-28*a*, el diodo Schottky produce una señal de media onda perfecta, como la de la Figura 5-28*b*, incluso con frecuencias superiores a los 300 MHz.

La Figura 5-28*a* muestra el símbolo esquemático de un diodo Schottky. Fíjese en el lado del cátodo. Las líneas parecen una *S* rectangular, que viene de Schottky. Por eso se puede recordar el símbolo esquemático.

❑ Aplicaciones

Las aplicaciones más importantes de los diodos Schottky se hallan en las computadoras digitales. La velocidad de las computadoras depende de la rapidez con la que se puedan activar y deactivar sus diodos y sus transistores, y aquí es donde el diodo Schottky entra en escena. Como no tiene almacenamiento de carga, el diodo Schottky se ha convertido en el elemento clave de la TTL Schottky de baja potencia, un grupo de dispositivos digitales extensamente empleados.

Una indicación final: con polarización directa, un diodo Schottky tiene una barrera de potencial de sólo 0,25 V. Así, es posible ver diodos Schottky en puentes rectificadores de baja tensión, ya que solamente hay que restar 0,25 V en vez de los 0,7 V habituales por cada diodo cuando se usa la segunda aproximación. En una fuente de alimentación de baja tensión, esta menor caída de tensión del diodo es una ventaja.

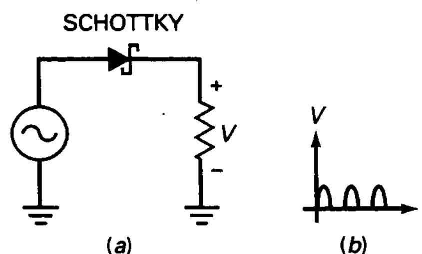


Figura 5-28. Los diodos Schottky eliminan las colas a altas frecuencias. *a*) Circuito con diodo Schottky; *b*) señal de media onda a 300 MHz.

5-10. EL VARICAP

El varicap (también llamado condensador controlado por tensión, epicap y diodo de sintonía) se usa mucho en receptores de televisión, receptores de FM y otros circuitos de comunicaciones porque se puede emplear para sintonización electrónica.

❑ Idea básica

En la Figura 5-29*a*, la zona de deplexión se halla entre la zona *p* y la zona *n*. Las regiones *p* y *n* son como las placas de un condensador, y la zona de deplexión es como el dieléctrico. Cuando un diodo se polariza en inversa, la anchura de la zona de deplexión aumenta con la tensión inversa. Como la zona de deplexión se ensancha cuando la tensión inversa aumenta, la capacidad disminuye, como si las placas del condensador se separasen. El resultado es que la capacidad está controlada por la tensión.

❑ Circuito equivalente y símbolo

En la Figura 5-29*b* se muestra el circuito equivalente para un diodo con polarización inversa. En otras palabras, el varicap actúa igual que una capacidad variable en lo que respecta a una señal alterna. La Figura 5-29*c* muestra el símbolo esquemático de un varicap. La inclusión de un condensador en serie con el diodo es un recordatorio de que un varicap es un dispositivo que ha sido optimizado para sus propiedades de capacidad variable.

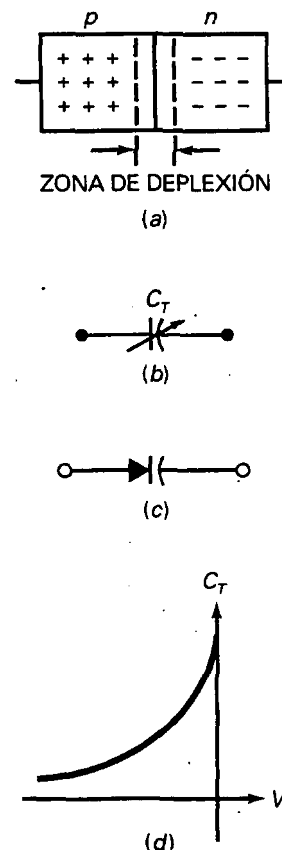


Figura 5-29. Varicap. *a*) Las zonas dopadas son como placas de condensador separadas por un dieléctrico; *b*) circuito equivalente de alterna; *c*) símbolo esquemático; *d*) curva de capacidad en función de la tensión inversa.

❑ La capacidad crece a tensiones inversas elevadas

En la Figura 5-29*d* se ilustra la variación de la capacidad con la tensión inversa. Esta gráfica muestra que la capacidad se hace menor cuando la tensión inversa se hace mayor. Lo realmente importante aquí es que la tensión inversa controla la capacidad.

¿Cómo se emplea este dispositivo? Puede conectarse un varicap en paralelo con una inductancia para obtener un circuito resonante. Este circuito tiene sólo una frecuencia en la que existe una impedancia máxima. Esta frecuencia se denomina frecuencia resonante. Si se cambia la tensión inversa continua también se cambia la frecuencia resonante. Éste es el principio de la sintonización de una emisora de radio, un canal de televisión, etc.

❑ Características de los varicaps

Como la capacidad está controlada por la tensión, los varicaps han sustituido a los condensadores sintonizados mecánicamente en muchas aplicaciones, como en los receptores de televisión y en las radios para automóvil. En las hojas de características para los varicaps se incluye un valor de referencia de capacidad medido a una tensión inversa específica, comúnmente –4 V. Por ejemplo, la hoja de características de un 1N5142 indica una capacidad de referencia de 15 pF a –4 V.

Además del valor de referencia de la capacidad, las hojas de características indican un intervalo de sintonización y un intervalo de tensiones. Por ejemplo, junto con el valor de referencia de 15 pF, la hoja de características de un 1N5142 indica un intervalo de sintonía de 3:1 para un intervalo de tensión de –4 a –60 V. Tal indicación implica que la capacidad disminuye de 15 a 5 pF si la tensión fluctúa entre –4 y –60 V.

El intervalo de sintonía de un varicap depende del nivel de dopaje. Por ejemplo, la Figura 5-30*a* muestra el perfil de dopaje para un diodo de unión abrupta (el tipo normal de diodos). El perfil muestra que el dopaje es uniforme en ambos lados de la unión. El intervalo de sintonía de un diodo de unión abrupta oscila entre 3:1 y 4:1.

Para obtener intervalos de síntoma más extensos, algunos varicaps tienen una *unión hiperabrupta*, cuyo perfil de dopaje es como el que se ve en la Figura 5-30*b*. Este perfil indica que la densidad de carga aumenta a medida que nos acercamos a la unión. Esta mayor concentración lleva a una zona de deplexión más estrecha y a una mayor capacidad. Además, los cambios en la tensión inversa tienen efectos más pronunciados sobre la capacidad. Un varicap hiperabrupto tiene un intervalo de sintonía de aproximadamente 10:1, suficiente para sintonizar todo el intervalo de frecuencias de radio AM (de 535 a 1.605 kHz). (*Nota*: Se necesita un intervalo de 10:1 porque la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la capacidad.)

EJEMPLO 5-17

¿Qué hace el circuito de la Figura 5-31*a*?

SOLUCIÓN

Como se mencionó en el Capítulo 1, un transistor es un dispositivo semiconductor que actúa como una fuente de corriente. En la Figura 5-31*a*, el transistor bombea un número fijo de miliamperios en el circuito resonante *LC*. Una tensión continua negativa polariza en inversa el varicap. Variando esta tensión de control continua podemos variar la frecuencia de resonancia del circuito *LC*.

Por lo que concierne a la señal de alterna, podemos usar el circuito equivalente mostrado en la Figura 5-31*b*. El condensador acoplado actúa como un cortocircuito. Una fuente de corriente al-

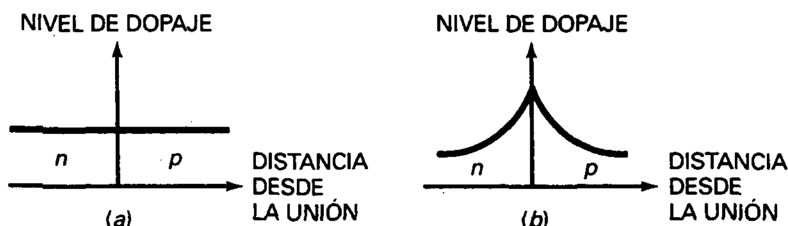


Figura 5-30. Perfiles de dopaje. *a*) Unión abrupta; *b*) unión hiperabrupta.

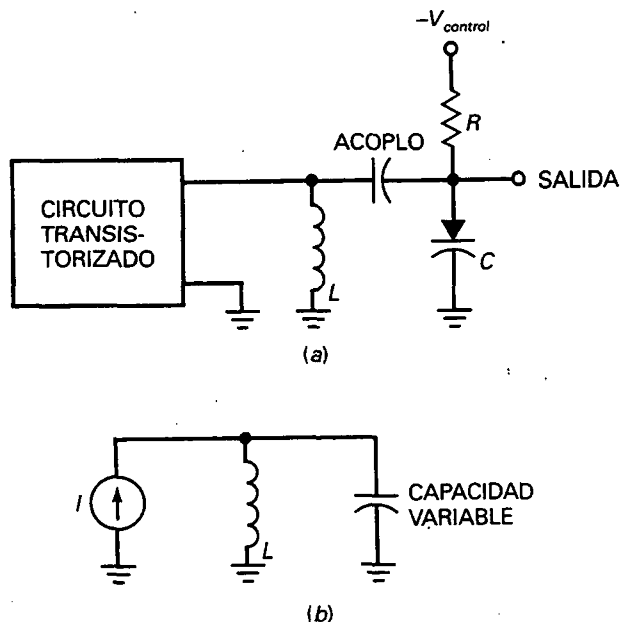


Figura 5-31. Los varicaps pueden sintonizar circuitos resonantes. *a*) Transistor (fuente de corriente) excita el circuito *LC* sintonizado; *b*) circuito equivalente de alterna.

terna excita el circuito resonante *LC*. El varicap funciona como un condensador variable, lo que significa que podemos cambiar la frecuencia de resonancia cambiando la tensión de control continua. Ésta es la idea básica que sustenta los receptores de radio y televisión.

5-11. OTROS DIODOS

Además de los diodos destinados a aplicaciones especiales estudiados hasta aquí, hay algunos otros acerca de los cuales debe saber más el lector. Teniendo en cuenta que son muy especializados, se dará solamente una breve descripción.

❑ Los varistores

Los relámpagos, los fallos en la red eléctrica, etc., pueden afectar a la tensión de red superponiendo valles, picos y otros transitorios a los 120 V rms normales. Los valles son caídas de tensión bruscas que duran microsegundos o menos. Los picos son sobretensiones de duración muy corta, de hasta 2.000 V o más. En algunos equipos se usan filtros entre la línea y el primario del transformador para eliminar los problemas ocasionados por los transitorios de la línea.

Uno de los dispositivos empleados para el filtrado en la línea es el varistor (también llamado supresor de transitorios). Este dispositivo semiconductor equivale a dos diodos zener opuestos con una gran tensión de ruptura en ambas direcciones. Los varistores se encuentran comercialmente con tensiones de ruptura entre 10 y 1.000 V. Pueden manejar corrientes transitorias de pico de cientos o miles de amperios.

Por ejemplo, el V130LA2 es un varistor con una tensión de ruptura de 184 V (equivalente a 130 V rms) y una limitación de corriente de pico de 400 A. Conectando uno de éstos en el arrollamiento primario, como se muestra en la Figura 5-32*a*, no habrá por qué preocuparse de los picos. El varistor recortará todos los picos al nivel de los 184 V y protegerá su fuente de alimentación.

❑ Diodos de corriente constante

Estos diodos funcionan de forma opuesta a los diodos zener. En vez de mantener constante la tensión, hacen que la corriente sea constante. Conocidos como **diodos de corriente constante** (y también como diodos *reguladores de corriente*), estos dispositivos *mantienen la corriente que circula a través de ellos en un valor fijo*, incluso cuando varíe la tensión aplicada. Por ejemplo, el 1N5305 es un diodo de corriente constante con una corriente típica de 2 mA en un intervalo de tensión de 2 a 100 V. La Figura 5-32*b* muestra el símbolo esquemático de un diodo regulador de corriente. En la Figura 5-32*b*, el diodo mantendrá la corriente constante a 2 mA incluso aunque la resistencia de carga se varíe de 1 a 49 kΩ.

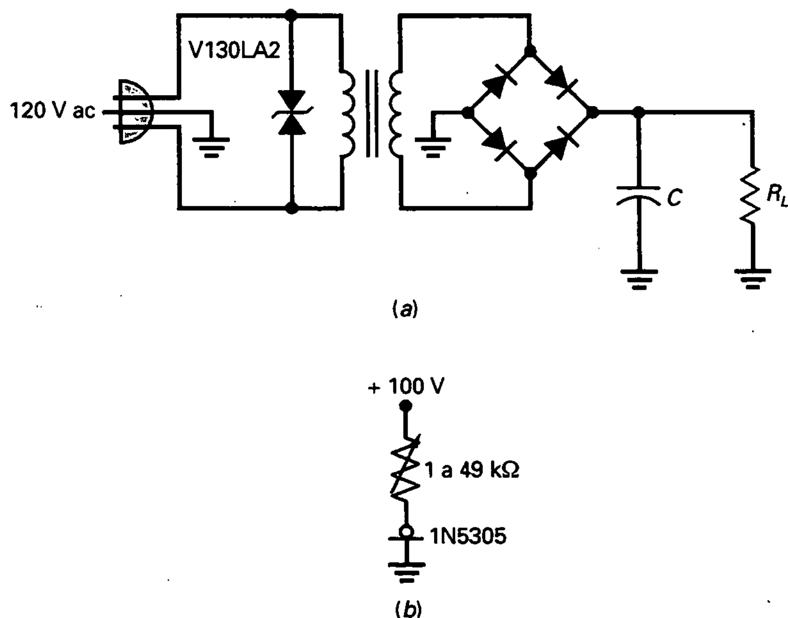


Figura 5-32. *a*) El varistor protege el primario de los transistores en la red eléctrica; *b*) diodo de corriente constante.

❑ Diodos de recuperación en escalón

El **diodo de recuperación en escalón** tiene un perfil de dopaje especial mostrado en la Figura 5-33*a*. Esta figura indica que la densidad de portadores disminuye cerca de la unión. Esta distribución poco común de portadores es el origen de un fenómeno llamado *bloqueo rápido inverso*.

La Figura 5-33*b* muestra el esquema eléctrico de un diodo de recuperación en escalón. Durante el semiciclo positivo, el diodo conduce igual que un diodo de silicio. Pero durante el semiciclo negativo, la corriente inversa existe sólo durante un tiempo muy corto debido a las cargas almacenadas, reduciéndose repentinamente hasta cero.

La Figura 5-33*c* muestra la tensión de salida. Refleja cómo el diodo conduce corriente inversa por un momento y de repente se abre de golpe. Ésta es la razón de que el diodo de recuperación en escalón también se conozca como *diodo de bloqueo rápido*. El escalón repentino en la onda de corriente es rico en armónicos y se puede filtrar para producir una onda sinusoidal de frecuencia más alta. (Los armónicos son múltiplos de la frecuencia de entrada como $2f_{in}$, $3f_{in}$ y $4f_{in}$.) Debido a esto, los diodos de recuperación en escalón son útiles en multiplicadores de frecuencia, circuitos cuya frecuencia de salida es un múltiplo de la frecuencia de entrada.

❑ Diodos opuestos

Los diodos zener normalmente tienen tensiones de ruptura mayores de 2 V. Incrementando el nivel de dopaje, puede lograrse que el efecto zener se dé próximo a la tensión cero. La conducción en polarización directa todavía tiene lugar aproximadamente a los 0,7 V, pero la conducción inversa (ruptura) comienza más o menos a los −0,1 V.

Un diodo con una curva como la de la Figura 5-34*a* recibe el nombre de **diodo opuesto** porque conduce mejor en la dirección inversa que en la directa. En la Figura 5-34*d* se muestra una onda sinusoidal con un pico de 0,5 V excitando un diodo opuesto y una resistencia de carga. (Nótese que el símbolo del zener se usa para el diodo inverso.) Los 0,5 V no son suficientes para activar el diodo en directa, pero sí lo son para llegar a la ruptura en inversa. Por esta razón, la salida es una señal de media onda con un pico de 0,4 V, como se muestra en la Figura 5-34*b*.

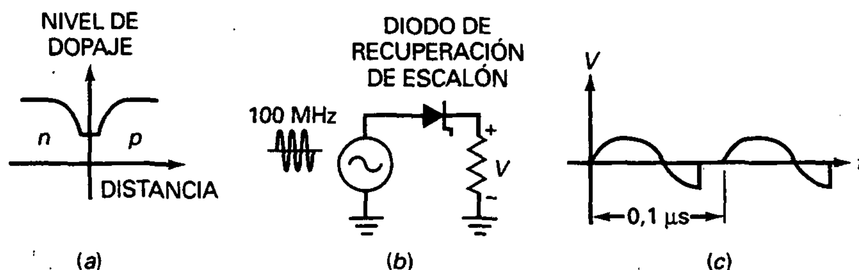


Figura 5-33. Diodo de recuperación en escalón. *a*) El perfil de dopaje muestra menor dopaje cerca de la unión; *b*) circuito rectificando una señal alterna de entrada; *c*) el bloqueo rápido produce una tensión positiva en escalón rica en armónicos.

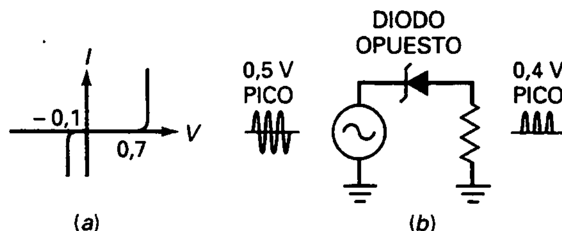


Figura 5-34. Diodo opuesto. *a*) La ruptura ocurre a −0,1 V; *b*) circuito rectificando una señal alterna débil.

Los diodos opuestos se usan ocasionalmente para rectificar señales débiles con amplitudes de pico entre 0,1 y 0,7 V.

❑ Diodos túnel

Aumentando el nivel de dopaje de un diodo opuesto se puede hacer que la ruptura se produzca a los 0 V. Además, el dopaje más fuerte distorsiona la curva de polarización directa, como se muestra en la Figura 5-35*a*. Un diodo como éste recibe el nombre de **diodo túnel**.

La Figura 5-35*b* representa el símbolo esquemático para un diodo túnel. En este tipo de diodos se presenta un fenómeno conocido como *resistencia negativa*. Esto significa que un aumento de la tensión de polarización directa produce una disminución en la corriente directa al menos en la parte de la curva entre V_P y V_V. La resistencia negativa de los diodos túnel es útil en determinados circuitos de alta frecuencia llamados *osciladores*. Estos circuitos pueden generar una señal sinusoidal similar a la producida por un generador de alterna. Pero a diferencia del generador de alterna, que convierte energía mecánica en una señal sinusoidal, un oscilador convierte energía continua en una señal sinusoidal. En capítulos posteriores se explicará cómo construir osciladores.

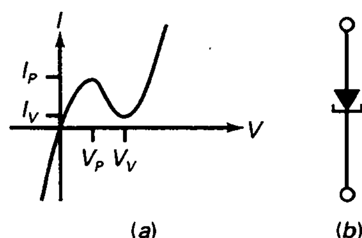


Figura 5-35. Diodo túnel. *a*) La ruptura ocurre a 0 V; *b*) símbolo esquemático.

Tabla 5-3. Resumen de dispositivos

Dispositivo	Idea clave	Aplicación
Diodo zener	Opera en la zona de ruptura	Reguladores de tensión
LED	Emite luz no coherente	Indicadores corriente continua/alterna
Indicador de 7 segmentos	Puede presentar números	Instrumentos de medida
Fotodiodo	La luz produce portadores minoritarios	Detectores de luz
Optoacoplador	Combina LED y fotodiodo	Aisladores de entrada/salida
Diodo láser	Emite luz coherente	Rep. CD, comunicaciones banda ancha
Diodo Schottky	No tiene almacenamiento de cargas	Rectificadores de alta frecuencia (300 MHz)
Varicap	Actúa como un condensador variable	Sintonizadores de TV y radio
Varistor	Ruptura en ambas direcciones	Protectores de picos de red
Diodo regulador de corriente	Mantiene la corriente constante	Reguladores de corriente
Diodo de recuperación en escalón	Se bloquea durante la conducción inversa	Multiplicadores de frecuencia
Diodo opuesto	Conduce mejor en inversa	Rectificador de señales débiles
Diodo túnel	Tiene una zona de resistencia negativa	Osciladores de alta frecuencia

❏ Tabla de dispositivos

La Tabla 5-3 (en la página anterior) resume todos los dispositivos de propósito específico de este capítulo. El diodo zener es útil en reguladores de tensión, el LED como indicador de corriente continua o alterna, el indicador de siete segmentos en instrumentos de medida, etc. Debería estudiar la tabla y recordar las ideas que contiene.

RESUMEN

Sección 5-1. El diodo zener

Se trata de un diodo especial adaptado para funcionar en la zona de ruptura. Su uso principal se encuentra en los reguladores de tensión, que son circuitos que mantienen constante la tensión en la carga. De forma ideal, un diodo zener polarizado en inversa es como una batería perfecta. En una segunda aproximación, tiene una resistencia interna que produce otra pequeña tensión adicional.

Sección 5-2. El regulador zener con carga

Cuando un diodo zener está en paralelo con una resistencia de carga, la corriente a través de la resistencia limitadora de corriente es igual a la suma de la corriente zener y la corriente por la carga. El proceso para analizar un regulador zener consiste en hallar la corriente en serie, la corriente por la carga y la corriente zener (en ese orden).

Sección 5-3. Segunda aproximación de un diodo zener

En la segunda aproximación vemos un diodo zener como una batería de V_Z y una resistencia en serie de R_Z. La corriente a través de R_Z produce una tensión adicional a través del diodo, pero esta tensión es normalmente pequeña. Necesita la resistencia zener para calcular la reducción del rizado.

Sección 5-4. Punto límite de funcionamiento del diodo zener

Un regulador zener dejará de regular si el diodo zener sale de la zona de ruptura. Las condiciones para el peor caso ocurren para una tensión de alimentación mínima, máxima resistencia en serie y mínima resistencia de carga. Para que el regulador zener funcione correctamente bajo todas las condiciones de operación, debe haber corriente zener en las condiciones para el peor caso.

Sección 5-5. Cómo leer una hoja de características

Los datos más importantes en las hojas de características para los diodos zener son la tensión zener, la potencia máxima, la limitación de corriente máxima y la tolerancia. Además, los diseñadores también necesitan la resistencia zener, el factor de ajuste y algunos otros parámetros.

Sección 5-6. Detección de averías

La detección de averías es un arte y una ciencia. Por ello, el conocimiento que se puede adquirir de un libro es limitado. El resto tiene que aprenderse de la experiencia directa con circuitos que tengan averías. Como la detección de averías es un arte, a menudo hay que plantearse hipótesis e intuir la solución.

Sección 5-7. Rectas de carga

La intersección de la recta de carga y la curva del diodo zener es el punto *Q*. Cuando la fuente de tensión cambia, aparece una recta de carga diferente con un punto *Q* diferente. Aunque los dos puntos *Q* tienen diferentes corrientes, las tensiones son casi idénticas. Ésta es una demostración visual de un regulador de tensión.

Sección 5-8. Dispositivos optoelectrónicos

El LED se usa extensamente como un indicador en instrumentos, calculadoras y otros equipos electrónicos. Combinando siete LED en un encapsulado, se obtiene un indicador de siete segmentos. Otro dispositivo optoelectrónico importante es el optoacoplador, el cual permite acoplar una señal entre dos circuitos aislados.

Sección 5-9. El diodo Schottky

El tiempo de recuperación inverso es el tiempo que un diodo tarda en cortarse después de que se le cambia repentinamente de polarización directa a inversa. Este tiempo puede ser sólo de unos pocos nanosegundos, pero impone un límite sobre la frecuencia máxima a la que puede trabajar un circuito rectificador. El diodo Schottky es un diodo especial con un tiempo de recuperación inverso casi cero. Por ello, el diodo Schottky

es útil a frecuencias altas, las cuales requieren tiempos de conmutación muy cortos.

Sección 5-10. El varicap

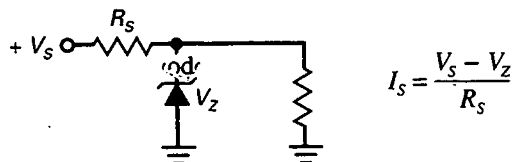
La anchura de la zona de deplexión aumenta con la tensión inversa. Por esta razón, la capacidad de un varicap puede controlarse mediante la tensión inversa. Una aplicación común es la sintonización de aparatos de radio y televisión.

Sección 5-11. Otros diodos

Los varistores son útiles como supresores de transitorios. Los diodos de corriente constante mantienen la corriente, en vez de la tensión, constante. Los diodos de recuperación en escalón se bloquean rápidamente y producen tensiones en escalón que son ricas en armónicos. Los diodos opuestos conducen mejor en la dirección inversa que en la dirección directa. Los diodos túnel tienen resistencia negativa y se pueden usar en osciladores de alta frecuencia.

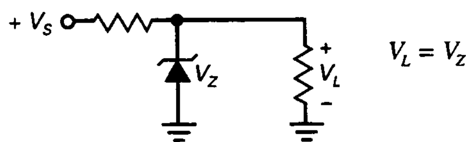
DERIVACIONES

(5-3) Corriente en serie:



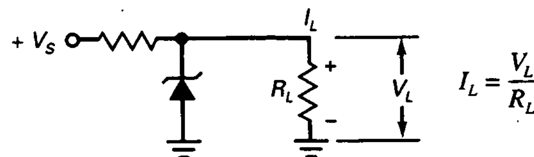
$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S}$$

(5-4) Tensión en la carga:



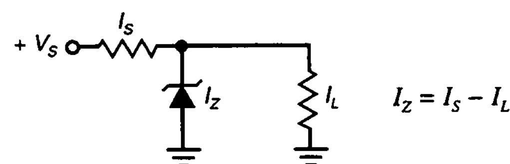
$$V_L = V_Z$$

(5-5) Corriente en la carga:



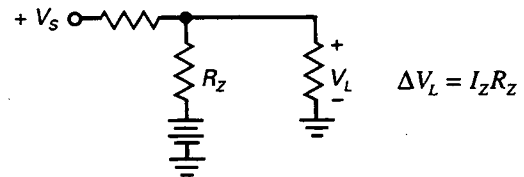
$$I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

(5-6) Corriente zener:



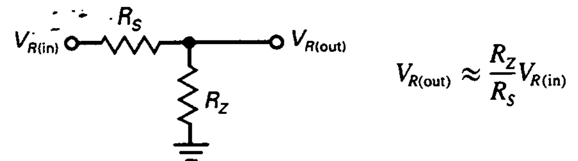
$$I_Z = I_S - I_L$$

(5-7) Cambio en la corriente por la carga:



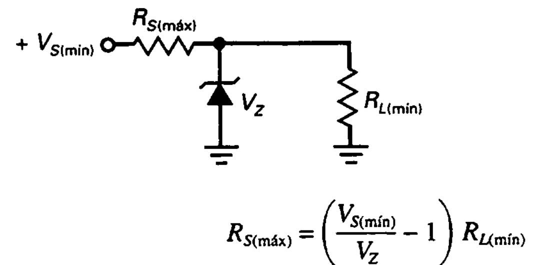
$$\Delta V_L = I_Z R_Z$$

(5-8) Rizado de salida:



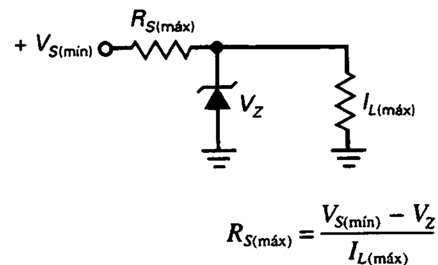
$$V_{R(out)} \approx \frac{R_Z}{R_S} V_{R(in)}$$

(5-9) Resistencia en serie máxima:



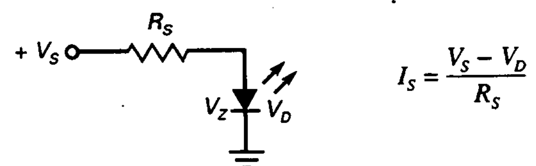
$$R_{S(máx)} = \left(\frac{V_{S(mín)}}{V_Z} - 1\right) R_{L(mín)}$$

(5-10) Resistencia en serie máxima:



$$R_{S(máx)} = \frac{V_{S(mín)} - V_Z}{I_{L(máx)}}$$

(5-13) Corriente en el LED:



$$I_S = \frac{V_S - V_D}{R_S}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es cierta con respecto a la tensión de ruptura de un diodo zener?
   a) Disminuye al aumentar la corriente
   b) Destruye el diodo
   c) Es igual a la corriente por la resistencia
   d) Es aproximadamente constante
2. ¿Cuál de las siguientes es la mejor descripción de un diodo zener?
   a) Es un diodo rectificador
   b) Es un dispositivo de tensión constante
   c) Es un dispositivo de corriente constante
   d) Funciona en la zona directa
3. Un diodo zener
   a) Es una batería
   b) Se comporta como una batería en la zona de ruptura
   c) Tiene una barrera de potencial de 1 V
   d) Está polarizado en directo
4. La tensión en la resistencia zener, por lo general, es
   a) Pequeña
   b) Grande
   c) Se mide en voltios
   d) Se resta de la tensión de ruptura
5. Si la resistencia en serie disminuye en un regulador zener sin carga, la corriente zener
   a) Disminuye
   b) Se mantiene constante
   c) Aumenta
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida entre la resistencia
6. En la segunda aproximación, la tensión total en el diodo zener es la suma de la tensión de ruptura y la tensión que cae en
   a) La fuente
   b) La resistencia en serie
   c) La resistencia zener
   d) El diodo zener
7. La tensión en la carga es aproximadamente constante cuando el diodo zener está
   a) Polarizado en directa
   b) Polarizado en inversa
   c) Funcionando en la zona de ruptura
   d) Sin polarización
8. En un regulador zener con carga, ¿cuál de las siguientes corrientes es más grande?
   a) La corriente en serie
   b) La corriente zener
   c) La corriente por la carga
   d) Ninguna de las anteriores
9. Si la resistencia de la carga disminuye en un regulador zener, entonces la corriente por el zener
   a) Disminuye
   b) No cambia
   c) Aumenta
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida entre la resistencia en serie
10. Si la resistencia de la carga disminuye en un regulador zener, entonces la corriente en serie
    a) Disminuye
    b) No cambia
    c) Aumenta
    d) Es igual a la tensión de la fuente dividida entre la resistencia en serie
11. Si la tensión de la fuente aumenta en un regulador zener, ¿cuál de las corrientes indicadas a continuación se mantiene aproximadamente constante?
    a) La corriente en serie
    b) La corriente zener
    c) La corriente por la carga
    d) La corriente total
12. Si el diodo zener de un regulador zener se conecta con la polaridad equivocada, la tensión en la carga será aproximadamente de
    a) 0,7 V c) 14 V
    b) 10 V d) 18 V
13. Los diodos normales no funcionan adecuadamente a frecuencias altas debido a
    a) La polarización directa
    b) La polarización inversa
    c) La ruptura
    d) El almacenamiento de carga
14. La capacidad de un varicap aumenta si la tensión inversa que se le aplica
    a) Disminuye
    b) Aumenta
    c) Provoca la ruptura
    d) Provoca el almacenamiento de cargas
15. La ruptura no destruirá un diodo zener suponiendo que la corriente zener sea menor que
    a) La tensión de ruptura
    b) La corriente zener de prueba
    c) La corriente zener máxima
    d) La barrera de potencial

16. Para mostrar el dígito 8 en un indicador de siete segmentos
    a) Debe activarse la *C*
    b) La *G* debe estar apagada
    c) Debe activarse la *F*
    d) Deben estar activados todos los segmentos
17. Un fotodiodo normalmente
    a) Tiene polarización directa
    b) Tiene polarización inversa
    c) No está polarizado directa ni inversamente
    d) Emite luz
18. Si la intensidad de la luz aumenta, la corriente inversa de portadores minoritarios en un fotodiodo
    a) Disminuye
    b) No se altera
    c) Aumenta
    d) Invierte su dirección
19. El dispositivo asociado con la capacidad controlada por tensión es un
    a) LED
    b) Varicap
    c) Fotodiodo
    d) Diodo zener
20. Si la zona de deplexión se ensancha, la capacidad
    a) Disminuye
    b) Aumenta
    c) No cambia
    d) Es variable
21. Si la tensión inversa aumenta, la capacidad
    a) Disminuye
    b) No cambia
    c) Aumenta
    d) Tiene un ancho de banda mayor
22. El varicap está normalmente
    a) Polarizado en directa
    b) Polarizado en inversa
    c) No polarizado
    d) En la zona de ruptura
23. El dispositivo que se usa para rectificar una señal de alterna débil es un
    a) Diodo zener
    b) Diodo emisor de luz
    c) Varistor
    d) Diodo opuesto
24. ¿Cuál de los siguientes tiene una zona de resistencia negativa?
    a) Diodo túnel
    b) Diodo de recuperación en escalón
    c) Diodo Schottky
    d) Optoacoplador
25. Un indicador de fusible fundido usa un
    a) Diodo opuesto
    b) Optoacoplador
    c) Indicador de siete segmentos
    d) Diodo túnel
26. Para aislar la salida de un circuito de la entrada de otro circuito, ¿qué dispositivo se debe usar?
    a) Diodo opuesto
    b) Optoacoplador
    c) Indicador de siete segmentos
    d) Diodo túnel
27. El diodo con una caída de tensión directa de aproximadamente 0,25 V es el
    a) Diodo de recuperación en escalón
    b) Diodos Schottky
    c) Diodo opuesto
    d) Diodo de corriente constante
28. Para operaciones habituales se necesita usar un diodo opuesto con un
    a) Diodo zener
    b) Fotodiodo
    c) Varicap
    d) Todos los anteriores

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un regulador zener. Después explíqueme cómo funciona y que propósito tiene.
2. Tengo una fuente de alimentación que produce una salida de 25 V dc. Quiero tres salidas reguladas de aproximadamente 15 V, 15,7 V y 16,4 V. Muéstreme un circuito que produzca esas salidas.
3. Tengo un regulador zener que deja de regular durante el día. La tensión alterna de red en mi área varía de 105 a 125 V eficaces. También, la resistencia de carga del regulador zener varía de 100 Ω a 1 kΩ. Dígame algunas de las posibles razones por las que el regulador zener falla durante el día.
4. Esta mañana yo estaba montando un indicador LED. Después de que conecté el LED y encendí la fuente, el LED no se encendió. Comprobé el LED y descubrí que estaba abierto. Probé con otro LED y obtuve el mismo resultado. Dígame algunas de las posibles razones por las que sucedió esto.
5. He oído que un varicap se puede usar para sintonizar un receptor de televisión. Dígame la idea básica de cómo sintoniza un circuito resonante.
6. ¿Por qué se debería usar un optoacoplador en un circuito electrónico?
7. Observando un LED estándar encapsulado en cúpula de plástico, dígame dos formas de identificar el cátodo.
8. Explique las diferencias, si las hay, entre un diodo rectificador y un diodo Schottky.
9. Dibuje un circuito como el de la Figura 5-4*a*, excepto que debe reemplazar la fuente dc por una fuente ac con valor de pico de 40 V. Dibuje la curva de la tensión de salida para una tensión zener de 10 V.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 5-1. El diodo zener

5-1. Un regulador zener sin carga tiene una tensión de fuente de 20 V, una resistencia en serie de 330 Ω y una tensión zener de 12 V. ¿Cuál es la corriente zener?

5-2. Si la tensión de la fuente en el Problema 5-1 oscila entre 20 y 40 V, ¿cuál es el valor de la corriente zener máxima?

5-3. Si la resistencia en serie del Problema 5-1 tiene una tolerancia de ±10 por 100, ¿cuál es el valor de la corriente zener máxima?

Sección 5-2. El regulador zener con carga

5-4. Si el diodo zener de la Figura 5-36 está desconectado, ¿cuál es la tensión en la carga?

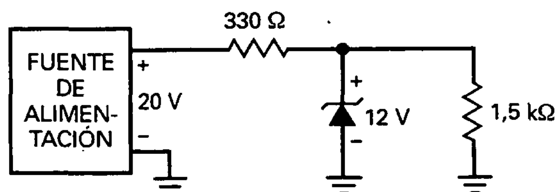


Figura 5-36

5-5. Suponga que la tensión de la fuente en la Figura 5-36 disminuye de 20 a 0 V. En algún punto durante el transcurso de esta disminución, el diodo zener dejará de regular. Halle la tensión de la fuente para la cual se pierde la regulación

5-6. Calcule las corrientes por las tres ramas de la Figura 5-36.

5-7. Suponiendo que las dos resistencias en la Figura 5-36 tienen una tolerancia de ±10 por 100, ¿cuál es el valor de la corriente máxima?

5-8. Suponiendo que la tensión de la fuente en la Figura 5-36 puede variar de 20 a 40 V, ¿cuál es el valor máximo de la corriente por el zener?

5-9. ¿Qué potencia disipan las resistencias y el diodo zener en la Figura 5-36?

5-10. El diodo zener de la Figura 5-36 se sustituye por un 1N961. ¿Cuáles son los valores de la tensión en la carga y la corriente por el zener?

5-11. Dibuje el circuito de un regulador zener con una tensión de fuente de 25 V, una resistencia en serie de 470 Ω, una tensión zener de 15 V y una resistencia de carga de 1 kΩ. ¿Cuáles son los valores de la tensión en la carga y la corriente por el zener?

Sección 5-3. Segunda aproximación de un diodo zener

5-12. El diodo zener en la Figura 5-36 tiene una resistencia zener de 11,5 Ω. Si el rizado de la fuente de alimentación es de 1 V, ¿qué rizado tiene la resistencia de carga?

5-13. Durante el día, la tensión alterna de red varía. Esto provoca que la salida no regulada de 20 V de la fuente de alimentación varíe de 17,5 a 21 V. Si la resistencia zener es 11,5 Ω, ¿cuál es la variación de tensión sobre el intervalo anterior?

Sección 5-4. Punto límite de funcionamiento del diodo zener

5-14. En la Figura 5-36, la tensión no regulada de la fuente de alimentación puede variar de 18 a 22 V y la resistencia de carga puede variar de 500 Ω a 1,5 kΩ. ¿Fallará el diodo zener bajo estas condiciones? Si es así, ¿qué valor debería tener la resistencia en serie?

5-15. En la Figura 5-36, la tensión no regulada de la fuente de alimentación puede variar de 16 a 23 V y la resistencia en la carga puede variar de 1 a 25 mA. ¿Dejará de regular el diodo zener bajo estas condiciones? Si es así, ¿cuál es el valor máximo para la resistencia en serie?

5-16. ¿Cuál es la mínima resistencia de carga que se puede usar en la Figura 5-36 sin perder la regulación zener?

Sección 5-5. Cómo leer una hoja de características

5-17. Un diodo zener tiene una tensión de 10 V y una corriente de 20 mA. ¿Cuál es la potencia disipada?

5-18. Un 1N968 tiene 5 mA a través de él. ¿Cuál es la potencia?

5-19. El diodo zener de la Figura 5-36 es un 1N963B. ¿Cuál es la mínima tensión zener? ¿Y la máxima?

5-20. ¿Cuál es la limitación máxima de corriente de un 1N758? Encuentre dos respuestas. Primero, divida la limitación máxima de potencia de 400 mW por la tensión zener. Segundo, tome la media de las dos corrientes máximas que aparecen en la hoja de características.

Sección 5-6. Detección de averías

5-21. En la Figura 5-36, ¿cuál es la tensión en la carga para cada una de las condiciones siguientes:

a) Diodo zener en cortocircuito
b) Diodo zener abierto
c) Resistencia en serie abierta
d) Resistencia de carga en cortocircuito

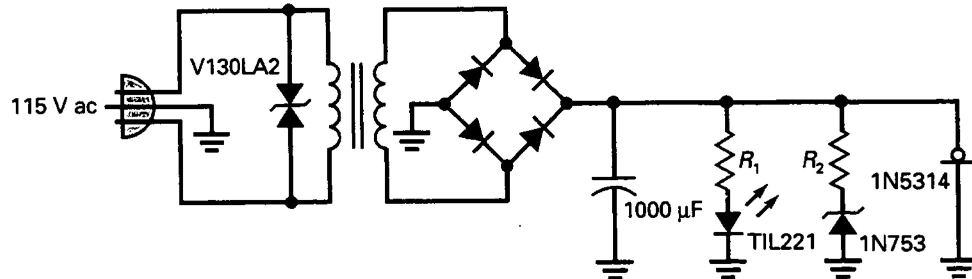


Figura 5-37.

5-22. Si se miden aproximadamente 16,4 V para la tensión en la carga en la Figura 5-36, ¿cuál podría ser la avería?

5-23. Se miden 20 V en la carga de la Figura 5-36. Un óhmetro indica que el diodo zener está abierto. ¿Qué debería comprobarse antes de sustituir el diodo zener?

5-24. En la Figura 5-37, el LED no se enciende. ¿Cuál de los enunciados a continuación es un posible fallo?
- *a*) El V130LA2 está abierto
- *b*) La masa conectada entre los dos diodos izquierdos del puente está abierta
- *c*) El condensador del filtro está abierto
- *d*) El condensador del filtro está en cortocircuito
- *e*) El 1N5314 está abierto
- *f*) El 1N5314 está en cortocircuito

Sección 5-8. Dispositivos optoelectrónicos

5-25. ¿Cuál es el valor de la corriente por el LED de la Figura 5-38?

5-26. Si la tensión de fuente en la Figura 5-38 aumenta a 40 V, ¿qué corriente circulará por el LED?

5-27. Si el valor de la resistencia disminuye a 1 kΩ, ¿qué corriente tendrá el LED de la Figura 5-38?

5-28. El valor de la resistencia en la Figura 5-38 disminuye hasta que la corriente en el LED es igual a 13 mA. ¿Cuál es el valor de la resistencia?

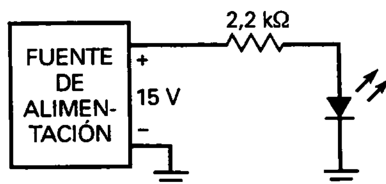


Figura 5-38

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

5-29. El diodo zener de la Figura 5-36 tiene una resistencia zener de 11,5 Ω. ¿Cuál es el valor de la tensión en la carga si se incluye R_Z en los cálculos?

5-30. El diodo zener en la Figura 5.36 es un 1N963. Si la resistencia de carga varía de 1 a 10 kΩ, ¿cuál es la tensión mínima en la carga? ¿Y la máxima? (Emplee la segunda aproximación.)

5-31. Diseñe un regulador zener que cumpla estas condiciones: tensión en la carga 6,8 V, tensión de fuente de 20 V y corriente por la carga 30 mA.

5-32. Un TIL312 es un indicador de siete segmentos. Cada segmento tiene una caída de tensión entre 1,5 y 2 V a 20 mA. La tensión de la fuente es de + 5 V. Diseñe un circuito para un display de siete segmentos controlado por conmutadores y cuyo consumo máximo de corriente sea de 140 mA.

5-33. La tensión en el secundario en la Figura 5-37 es de 12,6 V eficaces cuando la tensión de red es de 115 V eficaces. Durante el día hay una variación de ±10 por 100 en la red. Las resistencias tienen tolerancia de ±5 por 100. El 1N753 tiene una tolerancia de ±10 por 100 y una resistencia zener de 7 Ω. Si R_2 es igual a 560 Ω, ¿cuál es el máximo valor posible de la corriente zener en cualquier instante durante el día?

5-34. En la Figura 5-37, la tensión en el secundario es de 12,6 V eficaces y las caídas de tensión de diodo valen 0,7 V cada una. El 1N5314 es un diodo de corriente constante con una corriente de 4,7 mA. La corriente en el LED es de 15,6 mA y la corriente zener es de 21,7 mA. El condensador del filtro tiene una tolerancia de ±20 por 100. ¿Cuál es la tensión máxima pico a pico del rizado?

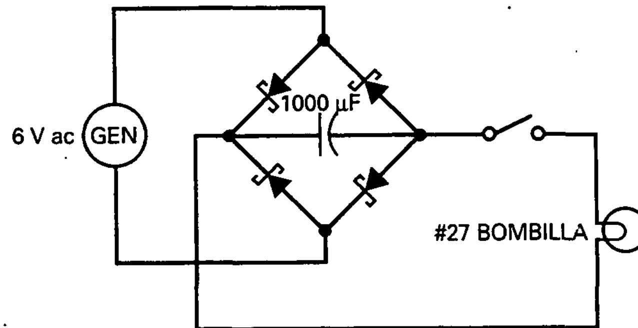


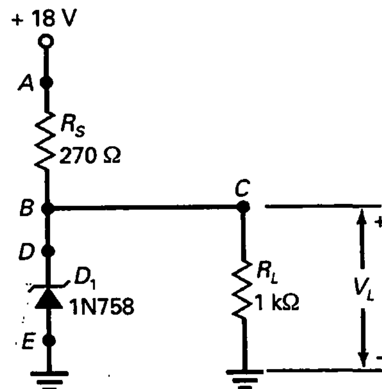
Figura 5-39.

5-35. En la Figura 5-39 se muestra parte de un sistema de iluminación para bicicletas. Los diodos son diodos Schottky. Emplee la segunda aproximación para calcular la tensión en el condensador del filtro.

DETECTOR DE AVERÍAS

5-36. Encuentre los fallos 1 al 4 en la Figura 5-40.

5-37. Encuentre los fallos 5 al 8 en la Figura 5-40.



	1	2	3	4	5	6	7
A	14,2	OK	10,5	0	18	14,2	OK
B	18	0	OK	14,2	0	10,5	18
C	0	18	14,2	∞	10,3	0	14,2
D	18	14,2	OK	18	OK	OK	18
E	OK	18	14,2	0	14,2	10,3	0
F	10,3	0	0	0	18	0	10
G	18	0	10,5	14,2	0	18	OK

MEDIDAS

OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
V_A : C2	V_A : D7	V_A : A5	V_A : D1	V_A : E2	V_A : B2	V_A : B1	V_A : B7	V_A : G6
V_B : F1	V_B : F4	V_B : B4	V_B : A6	V_B : D4	V_B : C6	V_B : A3	V_B : C3	V_B : A4
V_C : C5	V_C : C1	V_C : E3	V_C : G4	V_C : F5	V_C : B5	V_C : B6	V_C : C7	V_C : F3
V_D : E6	V_D : F2	V_D : F2	V_D : D2	V_D : G1	V_D : F6	V_D : G3	V_D : E5	V_D : G2
D_1 : A7	D_1 : B3	D_1 : A2	D_1 : C4	D_1 : C4	D_1 : G7	D_1 : E1	D_1 : D6	D_1 : E7

Figura 5-40. Detector de averías.

CAPÍTULO 6

Transistores bipolares

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Conocer las relaciones entre las corrientes de base, de emisor y de colector de un transistor bipolar.
- Trazar un esquema de un circuito configurado en emisor común y determinar cada terminal, tensión y resistencia.
- Dibujar una hipotética característica de entrada y una familia de características de salida, identificando ambos ejes.
- Reconocer las tres zonas de funcionamiento sobre la curva de colector de un transistor bipolar.
- Indicar las características del transistor ideal y las de la segunda aproximación.
- Enumerar algunas de las limitaciones de funcionamiento del transistor bipolar que deben ser usadas por un técnico.

VOCABULARIO

- alfa de continua (α_{dc})
- base
- base común (BC)
- beta de continua (β_{dc})
- circuito de conmutación
- circuito integrado
- colector
- colector común (CC)
- diodo colector
- diodo emisor
- disipador de calor
- emisor
- emisor común (EC)
- ganancia de corriente
- parámetro *h*
- región de corte
- resistencia térmica
- transistor bipolar
- transistor de pequeña señal
- transistor de potencia
- transistor de unión
- trazador de curvas
- zona activa
- zona de ruptura
- zona de saturación

En 1951 William Schockley inventó el primer transistor de unión, un dispositivo semiconductor que permite amplificar señales electrónicas tales como señales de radio y de televisión. El transistor ha llevado a muchas otras invenciones basadas en semiconductores, incluyendo el circuito integrado (CI), un pequeño dispositivo que contiene miles de transistores miniaturizados. Gracias a los CI son posibles los ordenadores modernos y otros milagros electrónicos.
Este capítulo introduce el transistor bipolar, aquel que usa electrones libres y huecos. La palabra bipolar es una abreviatura de «dos polaridades»

6-1. EL TRANSISTOR SIN POLARIZACIÓN

Un transistor tiene tres zonas de dopaje, como se muestra en la Figura 6-1. La zona inferior se denomina **emisor**, la zona central es la **base** y la zona superior es el **colector**. El transistor de la Figura 6-1 es un dispositivo *npn* porque hay una zona *p* entre dos zonas *n*. Recordemos que los portadores

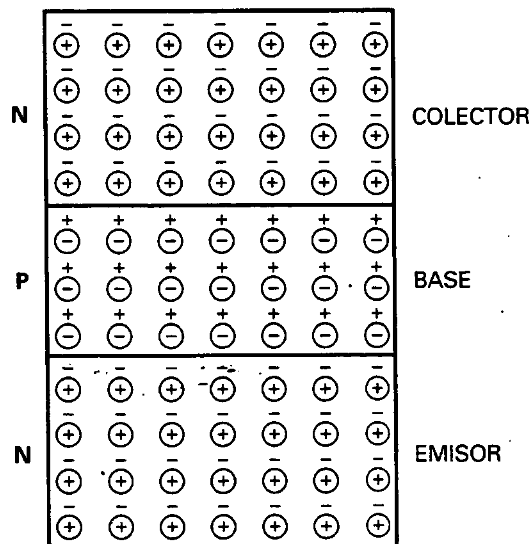


Figura 6-1. Estructura de un transistor.

mayoritarios son electrones libres en los materiales tipo *n* y huecos en los materiales tipo *p*.

Los transistores también se construyen como dispositivos *pnp*. Un transistor *pnp* tiene una zona *n* entre dos zonas *p*. Para evitar confusiones entre los transistores *npn* y *pnp*, nuestra exposición inicial se centrará en el transistor *npn*.

❑ Niveles de dopaje

En la Figura 6-1 el emisor está fuertemente dopado. Por otro lado, la base está ligeramente dopada. El nivel de dopaje del colector es intermedio, entre los dos anteriores. Físicamente el colector es la zona más grande de las tres.

❑ Diodos de emisor y de colector

El transistor de la Figura 6-1 tiene dos uniones: una entre el emisor y la base y otra entre la base y el colector. Por tanto, un transistor es similar a dos diodos contrapuestos. El diodo inferior se denomina el *diodo emisor-base*, o simplemente el **diodo emisor**. El diodo superior se denomina *diodo colector-base*, o **diodo colector.**

❑ Antes y después de la difusión

La Figura 6-1 muestra las zonas del transistor antes de que ocurra la difusión. Como se vio en el Capítulo 2, los electrones libres de la zona *n* se difunden a través de la unión y se recombinan con los huecos del lado *p*. Imagínese los electrones libres de cada zona *n* atravesando la unión y recombinándose con los huecos. El resultado son las dos zonas de deplexión mostradas en la Figura 6-2. En cada una de estas zonas la barrera de poten-

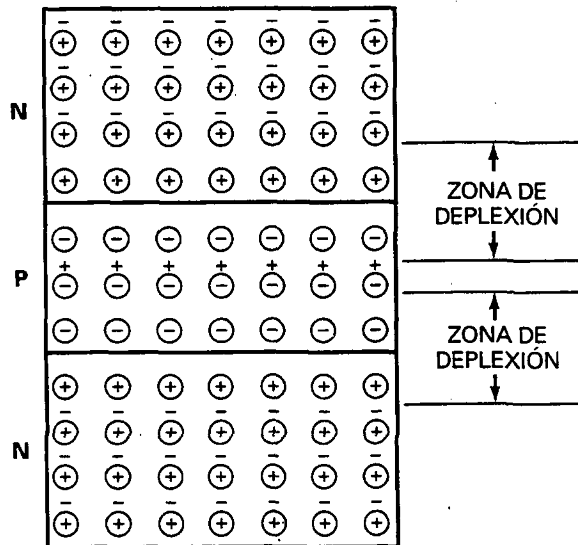


Figura 6-2. Zonas de deplexión.

cial es aproximadamente de 0,7 V a 25 °C para un transistor de silicio (y 0,3 V a 25 °C para un transistor de germanio). Como en capítulos anteriores, nos centraremos en los dispositivos de silicio, ya que se utilizan mucho más que los dispositivos de germanio.

6-2. EL TRANSISTOR POLARIZADO

Un transistor sin polarización es similar a dos diodos contrapuestos. Cada diodo tiene una barrera de potencial de 0,7 V, aproximadamente. Si se conectan fuentes de tensión externas para polarizar al transistor, se obtienen corrientes a través de las diferentes partes del transistor.

❑ Electrones del emisor

En la Figura 6-3 se muestra un transistor polarizado. Los signos menos representan electrones libres. El emisor está fuertemente dopado; su función consiste en emitir o inyectar electrones libres a la base. La base ligeramente dopada también tiene un propósito bien definido: dejar pasar hacia el colector la mayor parte de los electrones inyectados por el emisor. El colector se llama así porque colecta o recoge la mayoría de los electrones provenientes de la base.

La Figura 6-3 es la forma más habitual de polarizar un transistor. La fuente de la izquierda V_{BB} en la Figura 6-3 polariza directamente el diodo emisor, mientras que la fuente de la derecha V_{CC} polariza inversamente el diodo de colector. Aunque son posibles otros métodos de polarización, polarizar en directa el diodo emisor y en inversa el diodo colector produce los resultados más útiles.

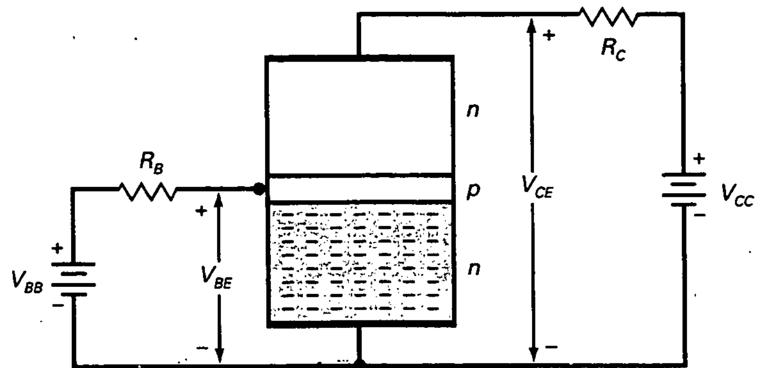


Figura 6-3. Transistor polarizado.

❑ Electrones de la base

En el instante en que la polarización directa se aplica al diodo emisor de la Figura 6-3, los electrones del emisor todavía no han entrado en la zona de la base. Si V_{BB} es mayor que la barrera de potencial emisor-base de la Figura 6-3, circulará una elevada corriente de electrones del emisor hacia la base, como se ve en la Figura 6-4. Teóricamente estos electrones libres pueden circular en cualquiera de las dos direcciones siguientes: por una parte, pueden circular hacia la izquierda saliendo de la base, pasando a través de R_B en su camino hacia el terminal positivo de la fuente. Por otra parte, los electrones libres pueden circular hacia el colector.

¿Cuál es la trayectoria que siguen la mayor parte de los electrones libres? La mayoría de ellos seguirá el camino hacia el colector por dos razones; la primera es el débil dopaje de la base. Por esta causa, los electrones libres tienen una larga vida en la zona de la base; por tanto, tienen tiempo suficiente para llegar al colector. La segunda razón es que la *base es muy estrecha,* lo cual también permite a los electrones llegar con mayor facilidad al colector. Por estas dos razones, casi todos los electrones inyectados por el emisor pasan a través de la base al colector.

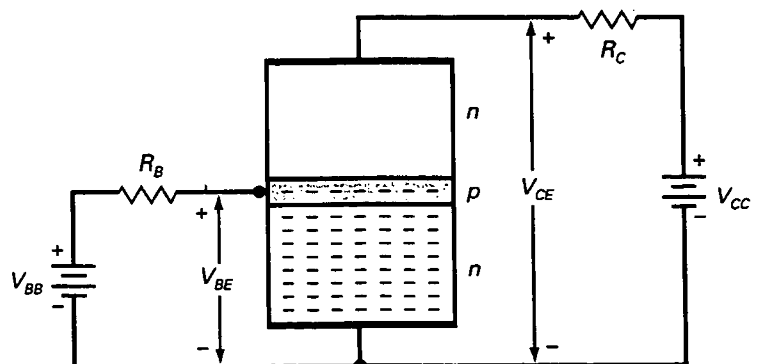


Figura 6-4. El emisor inyecta electrones libres en la base.

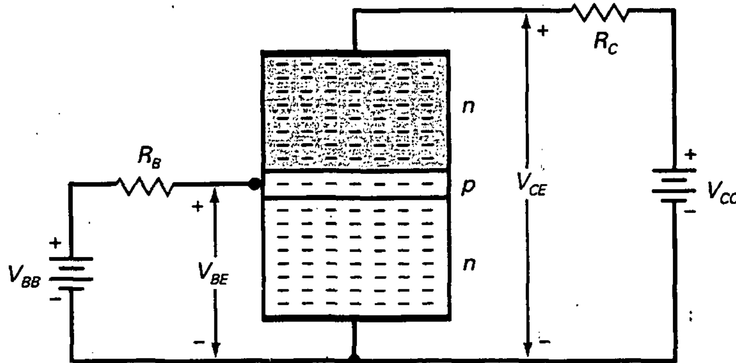


Figura 6-5. Los electrones libres de la base circulan hacia el colector.

Sólo unos pocos electrones libres se recombinarán con huecos en la base ligeramente dopada en la Figura 6-4. Después, como los electrones de valencia, circularán a través de la resistencia de base hacia el lado positivo de la fuente V_{BB}.

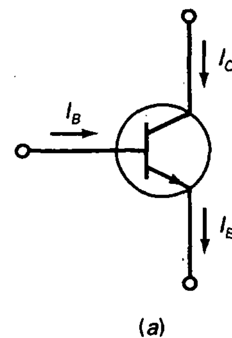
❑ Electrones del colector

Casi todos los electrones libres van hacia el colector, como se ve en la Figura 6-5. Estando ya en el colector, son atraídos por la fuente de tensión V_{CC}. Como consecuencia de ello, los electrones libres circulan a través del colector y a través de R_C, hasta que alcanzan el terminal positivo de la fuente de tensión del colector.

Resumiendo lo que sucede, se tiene lo siguiente: en la Figura 6-5, V_{BB} polariza directamente el diodo emisor, obligando a los electrones libres del emisor a entrar en la base. La estrecha y apenas dopada base hace que casi todos ellos tengan el tiempo suficiente para difundirse en el colector. Estos electrones circulan a través del colector, a través de R_C y hacia el terminal positivo de la fuente de tensión V_{CC}.

6-3. CORRIENTES EN UN TRANSISTOR

La Figura 6-6 muestra el símbolo de un transistor. Si se hace uso de la corriente convencional, se utiliza la Figura 6-6*a*; si se prefiere la corriente de electrones, se emplea la Figura 6-6*b*. En la Figura 6-6 hay tres corrientes distintas en el transistor: la corriente de emisor I_E, la corriente de base I_B y la corriente de colector I_C.



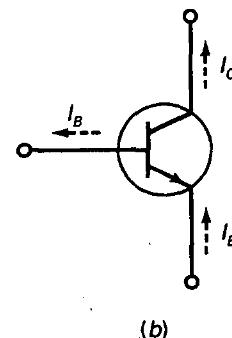


Figura 6-6. Tres corrientes del transistor. *a*) Flujo convencional; *b*) flujo de electrones.

❑ ¿Cómo se comportan las corrientes?

Como el emisor es la fuente de electrones, su corriente es la mayor de las tres. Casi todos los electrones del emisor circulan hacia el colector; por tanto, la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de

emisor. La corriente de base es muy pequeña comparativamente, *a menudo menor que el 1 por 100 de la corriente del colector.*

❑ Relación de corrientes

Recuérdese la ley de las corrientes de Kirchhoff. Establece que la suma de todas las corrientes que entran a un nudo o unión es igual a la suma de todas las corrientes que salen de ese nudo o unión. Al aplicarse a un transistor, la ley de Kirchhoff proporciona esta importante relación entre las tres corrientes del transistor:

$$I_E = I_C + I_B \tag{6-1}$$

Esta ecuación indica que la corriente de emisor es la suma de la corriente de colector y la corriente de base. Teniendo en cuenta que la corriente de base es mucho menor que la corriente de colector, es habitual hacer la siguiente aproximación: la corriente de colector es igual a la corriente de emisor:

$$I_C \approx I_E$$

Y la corriente de base es mucho más pequeña que la corriente de colector:

$$I_B \ll I_C$$

(*Nota:* $\ll$ significa «mucho menor que».)

❑ Alfa

La alfa de continua (simbolizada α_{dc}) se define como la corriente continua de colector dividida por la corriente continua de emisor.

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E} \tag{6-2}$$

Como la corriente de colector es casi igual que la corriente de emisor, α_{dc} es ligeramente menor que 1. Por ejemplo, en un transistor de baja potencia, α_{dc} es mayor que 0,99. Incluso en un transistor de alta potencia, α_{dc} es típicamente mayor que 0,95.

❑ Beta

La beta dc (simbolizada β_{dc}) de un transistor se define como la relación entre la corriente continua del colector y la corriente continua de la base:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \tag{6-3}$$

La **beta de continua** se conoce también como la *ganancia de corriente* porque una pequeña corriente de base produce una corriente mucho mayor de colector.

La ganancia de corriente es una gran ventaja de un transistor y ha llevado a todo tipo de aplicaciones. Para transistores de baja potencia (por debajo de 1 W), la ganancia de corriente es típicamente de 100 a 300. Los transistores de alta potencia (por encima de 1 W) normalmente tienen ganancias de corriente entre 20 y 100.

❑ Dos derivaciones

La Ecuación (6-3) se puede despejar de dos formas equivalentes. La primera, cuando se conocen los valores de β_{dc} e I_B es posible calcular la corriente de colector mediante esta ecuación:

$$I_C = \beta_{dc} I_B \tag{6-4}$$

La segunda, cuando se conocen los valores de β_{dc} e I_C se puede calcular la corriente de base así:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}} \tag{6-5}$$

EJEMPLO 6-1

Un transistor tiene una corriente de colector de 10 mA y una corriente de base de 40 μA. ¿Cuál es la ganancia de corriente del transistor?

SOLUCIÓN

Divida la corriente de colector entre la corriente de base para obtener:

$$\beta_{dc} = \frac{10 \text{ mA}}{40 \text{ μA}} = 250$$

EJEMPLO 6-2

Un transistor tiene una ganancia de corriente de 175. Si la corriente de base es de 0,1 mA, ¿cuál es el valor de la corriente de colector?

SOLUCIÓN

Multiplique la ganancia de corriente por la corriente de base para obtener:

$$I_C = 175(0{,}1 \text{ mA}) = 17{,}5 \text{ mA}$$

EJEMPLO 6-3

Un transistor tiene una corriente de colector de 2 mA. Si la ganancia de corriente es de 135, ¿cuál es el valor de la corriente de base?

SOLUCIÓN

Divida la corriente de colector entre la ganancia de corriente para obtener:

$$\beta_{dc} = \frac{2\text{ mA}}{135} = 14{,}8\ \mu\text{A}$$

6-4. LA CONEXIÓN EN EC

Existen tres formas útiles de conectar un transistor: en EC (emisor común), en CC (colector común), o en BC (base común). Las conexiones CC y BC se explican en capítulos posteriores. En este capítulo nos centraremos en la conexión EC porque es la más utilizada.

❑ Emisor común

En la Figura 6-7*a*, el lado común o masa de cada fuente de tensión está conectado al emisor. Debido a esto, el circuito se conoce como configuración en emisor común (en EC). Obsérvese que el circuito tiene dos mallas. La malla de la izquierda es el circuito de base y la de la derecha es el circuito de colector.

En la malla de base, la fuente V_{BB} polariza en directa al diodo emisor con R_B como resistencia limitadora de corriente. Usando diferentes valores de V_{BB} o R_B se puede controlar la corriente de base. Como se verá más adelante, la corriente de base controla la corriente de colector, lo que significa que una pequeña corriente (base) gobierna una gran corriente (colector).

En el circuito del colector hay una fuente de tensión de valor V_{CC} que polariza en inversa al diodo colector a través de R_C. La fuente de tensión V_{CC} debe polarizar inversamente el diodo de colector o, de lo contrario, el transistor no funcionaría adecuadamente. Dicho de otra forma, el colector debe ser positivo en la Figura 6-7*a* para recolectar la mayoría de los electrones libres inyectados en la base.

En la Figura 6-7*a*, el flujo de corriente de base en la malla de la izquierda produce una tensión en la resistencia de base, R_B, con la polaridad mostrada. Similarmente, el flujo de corriente de colector en la malla de la derecha produce una tensión en la resistencia del colector, R_C, con la polaridad mostrada.

❑ Subíndices dobles

En los circuitos de transistores se usa notación de doble subíndice. Cuando los subíndices son iguales, la tensión representa una fuente (V_{BB} y V_{CC}).

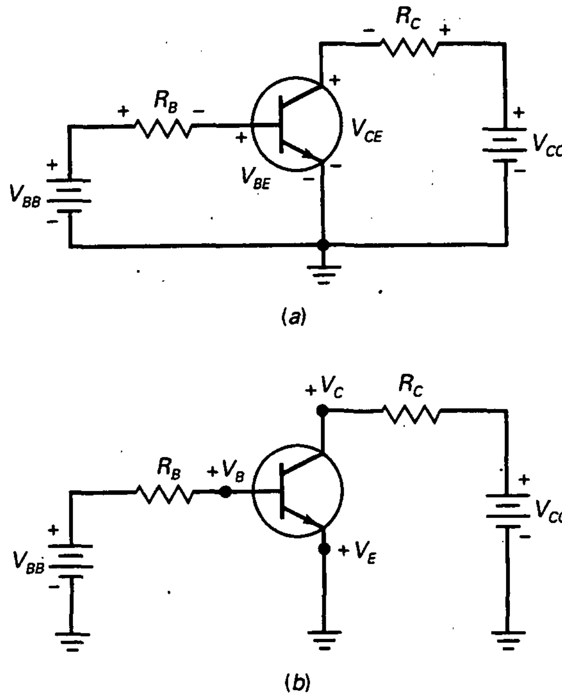


Figura 6-7. Conexión en EC. *a*) Circuito básico; *b*) circuito con masas.

Cuando los subíndices son diferentes representan las tensiones entre dos puntos (V_{BE} y V_{CE}).

Por ejemplo, los subíndices de V_{BB} son los mismos, lo que significa que V_{BB} es la fuente de tensión de la base. Similarmente, V_{CC} es la fuente de tensión de colector. Por otro lado, V_{BE} es la tensión entre los puntos B y E, entre la base y el emisor. De la misma manera, V_{CE} es la tensión entre los puntos C y E entre el colector y el emisor.

❑ Subíndices simples

Los subíndices simples se usan para las tensiones de los nodos, es decir, tensiones entre el punto del subíndice y masa. Por ejemplo, si redibujamos la Figura 6-7*a* con masas, obtenemos la Figura 6-7*b*. La tensión V_B es la tensión entre la base y masa, la tensión V_C es la tensión entre el colector y masa, y la tensión V_E es la tensión entre el emisor y masa. (En este circuito V_E es cero). Puede calcular una tensión con subíndice doble de distinto subíndice restando sus tensiones con subíndice simple. Aquí tenemos tres ejemplos:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

Así es como se calculan las tensiones de subíndice doble para cualquier circuito de transistor: como V_E es cero en una conexión EC (Fig. 6-7*b*), las tensiones se simplifican a:

$$V_{CE} = V_C$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B$$

6-5. CURVA CARACTERÍSTICA DE ENTRADA

¿Qué aspecto se imagina el lector que tendrá la curva de I_B en función de V_{BE}? Es como la curva de un diodo normal, como se ve en la Figura 6-8*a*. ¿Y por qué no? Estamos hablando acerca de la corriente de base y la tensión del diodo de emisor, por lo que cabría esperar una curva similar a la característica de corriente en función de la tensión de un diodo, lo que significa que podemos usar cualquiera de las tres aproximaciones de un diodo analizadas con anterioridad.

Aplicando la ley de Ohm a la resistencia de base de la Figura 6-7*b*, obtenemos esta derivación:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \tag{6-6}$$

Si se utiliza un diodo ideal, $V_{BE} = 0$. Con la segunda aproximación, $V_{BE} = 0{,}7$ V, como se muestra en la Figura 6-8*a*.

La mayoría de las veces la segunda aproximación será el mejor compromiso entre la sencillez de cálculos al usar un diodo ideal y la precisión al usar aproximaciones superiores. Todo lo que se necesita recordar para la segunda aproximación es que $V_{BE} = 0{,}7$ V, como se muestra en la Figura 6-8*a*.

EJEMPLO 6-4

Use la segunda aproximación para calcular la corriente de base en la Figura 6-8*b*. ¿Cuál es la tensión a través de la resistencia de base? ¿Y la corriente de colector, si $\beta_{dc} = 200$?

SOLUCIÓN

La tensión de fuente de la base de 2 V polariza en directa al diodo emisor a través de una resistencia limitadora de corriente de 100 kΩ. Como el diodo emisor tiene una caída de 0,7 V, la tensión en la resistencia de base es:

$$V_B = V_{BB} - V_{BE} = 2\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 1{,}3\text{ V}$$

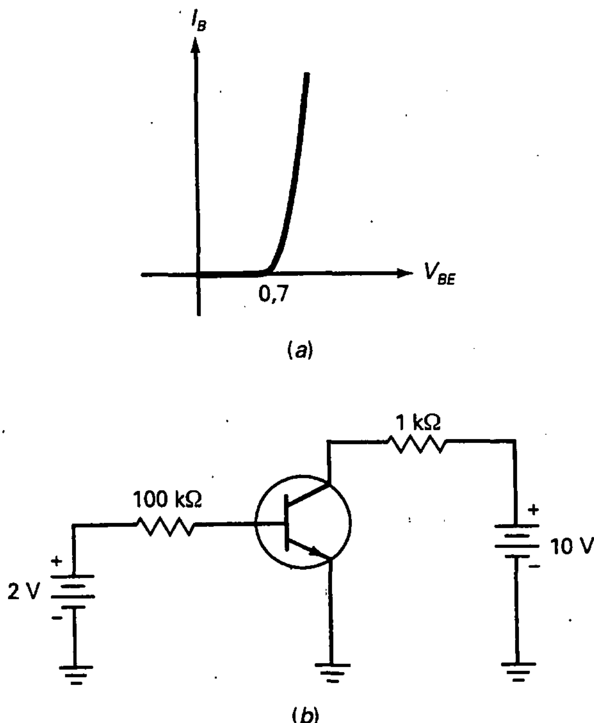


Figura 6-8. *a*) Curva del diodo; *b*) ejemplo.

La corriente a través de la resistencia de base vale:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{1{,}3\ \text{V}}{100\ \text{k}\Omega} = 13\ \mu\text{A}$$

Con una ganancia de corriente de 200, la corriente de colector es:

$$I_C = \beta_{dc} I_B = (200)(13\ \mu\text{A}) = 2{,}6\ \text{mA}$$

6-6. CURVA CARACTERÍSTICA DE SALIDA

En la Figura 6-9*a*, ya sabemos cómo calcular la corriente de base. Como V_{BB} polariza en directa el diodo emisor, todo lo que necesitamos hacer es calcular la corriente a través de la resistencia de base R_B. Ahora, fijemos nuestra atención en la malla del colector.

En la Figura 6-9*a* se pueden variar V_{BB} y V_{CC} para establecer diferentes tensiones y corrientes en el transistor. Midiendo I_C y V_{CE}, se obtienen los datos para una curva de I_C, en función de V_{CE}. Por ejemplo, supóngase que se cambia V_{BB} para obtener $I_B = 10\ \mu$A. Entonces se puede variar V_{CC}, y medir los valores resultantes de I_C y V_{CE}. Trazando los datos, se dibuja la curva que

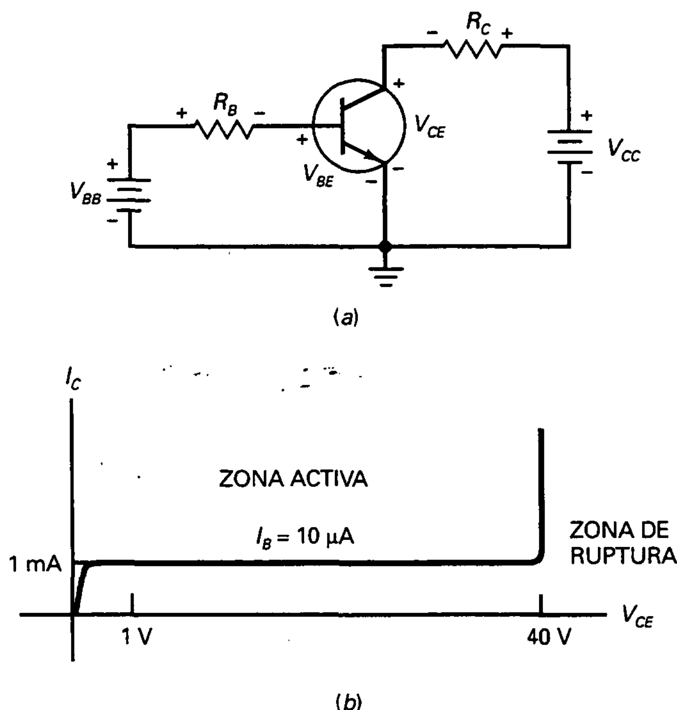


Figura 6-9. *a*) Circuito básico del transistor; *b*) curva de salida.

se muestra en la Figura 6-9*b*. (*Nota:* Esta curva es para un 2N3904, un transistor de baja potencia muy usado. Con otros transistores, los números pueden variar pero la forma de la curva es similar.)

Cuando V_{CE} es cero, el diodo de colector no tiene polarización inversa. Ésta es la razón por la que la curva muestra una corriente de colector cero. Cuando V_{CE} crece desde cero, la corriente de colector se eleva rápidamente en la Figura 6-9b. Cuando V_{CE} es de pocas decenas de voltios, la corriente de colector se hace *casi constante* e igual a 1 mA.

En la Figura 6-9*b*, la zona de corriente constante se relaciona con la anterior explicación sobre el funcionamiento del transistor. Después de que el diodo de colector se polariza en inversa, recoge todos los electrones que alcanzan la zona de deplexión. Incrementos mayores de V_{CE} no pueden aumentar la corriente del colector. ¿Por qué? Porque el colector sólo puede recoger aquellos electrones libres que el emisor inyecta en la base. El número de estos electrones inyectados depende sólo del circuito de base, no del circuito de colector. Por eso la Figura 6-9*b* muestra una zona constante en la corriente de colector entre V_{CE} menor de 1 V y una V_{CE} mayor de 40 V.

Si V_{CE} es superior a 40 V, el diodo de colector entra en la zona de ruptura y se pierde el funcionamiento normal del transistor. Éste no está diseñado para funcionar en la zona de ruptura. Por esta razón, una de las limitaciones que hay que buscar en las hojas de características del transistor es la tensión de ruptura de colector-emisor $V_{CE(\text{máx})}$. Si el transistor entra en la zona de ruptura, se destruirá.

❑ Tensión y potencia de colector

La ley de Kirchhoff señala que la suma de todas las tensiones a lo largo de una malla o trayectoria cerrada es igual a cero. Si se aplica al circuito del colector de la Figura 6-9*a*, la ley de las tensiones de Kirchhoff nos da esta importante ecuación:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{6-7}$$

Esta ecuación indica que la tensión colector-emisor es igual a la tensión de la fuente de polarización de colector (V_{CC}) menos la tensión que hay en la resistencia de colector.

En la Figura 6-9*a*, el transistor presenta una disipación de potencia aproximada de

$$P_D = V_{CE} I_C \tag{6-8}$$

Esta ecuación dice que la potencia disipada por el transistor es igual a la tensión colector-emisor multiplicada por la corriente de colector. Es esta potencia la que hace que aumente la temperatura de la unión del diodo de colector. Cuanto mayor sea la potencia mayor será la temperatura de la unión.

El transistor se quemará si la temperatura de la unión llega a valores comprendidos entre 150 y 200 °C. Una de las informaciones más importantes que aparece en las hojas de características es la potencia máxima $P_{D(\text{máx})}$. El consumo de potencia dado por la Ecuación (6-8) debe ser menor que $P_{D(\text{máx})}$ para evitar que se destruya el transistor.

❑ Zonas de funcionamiento

La curva de la Figura 6-9*b* exhibe diferentes zonas, en cada una de las cuales el funcionamiento del transistor es diferente. Primero tenemos la zona central, en la que el valor de V_{CE} puede estar entre 1 y 40 V, aproximadamente. Ésta es la zona más importante, ya que representa el funcionamiento normal del transistor. En ella el diodo de emisor está polarizado en directa y el diodo de colector tiene polarización inversa. Además, el colector se encuentra recogiendo casi todos los electrones que el emisor ha enviado a la base. Por ello, los cambios en la tensión de colector no tienen efecto sobre la corriente de colector. A esta zona se le da el nombre de *zona activa*. Gráficamente, la zona activa es la parte horizontal de la curva. En otras palabras, la corriente de colector es constante en esta zona.

Otra de las zonas de funcionamiento es la *zona de ruptura*. El transistor nunca debe funcionar en ella, ya que en tal caso sería altamente probable su destrucción o bien su degradación. A diferencia del diodo zener, que está adaptado para la zona de ruptura, un transistor no está diseñado para funcionar en dicha zona.

Finalmente, tenemos la parte ascendente de la curva, donde V_{CE} está comprendida entre cero y unas pocas decenas de voltio. Esta parte inclinada de la curva se llama *zona de saturación*. En esta zona, el diodo de colector tiene insuficiente tensión positiva para recoger todos los electrones libres

inyectados en la base. En la misma, la corriente de base, I_B, es mayor de lo normal, y la ganancia de corriente β_{dc} es menor de lo normal.

❑ Más curvas

Si se miden I_C y V_{CE} para $I_B = 20\ \mu A$, se puede trazar la segunda curva de la Figura 6-10. Esta curva es similar a la primera, excepto que la corriente de colector es de 2 mA en la zona activa. De nuevo, la corriente de colector es prácticamente constante en la zona activa.

Cuando se trazan varias curvas sobre los mismos ejes para diferentes corrientes de base, se obtiene una familia de curvas de colector como las de la Figura 6-10. Otra forma de obtener esta familia de curvas es utilizar un trazador de curvas (instrumento de prueba que muestra I_C en función de V_{CE} para un transistor). En la zona activa de la Figura 6-10, cada corriente de colector es 100 veces mayor que la corriente de base que le corresponde. Por ejemplo, la curva superior tiene una corriente de colector de 7 mA y una corriente de base de 70 μA, lo que representa una ganancia de corriente igual a:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{7\ \text{mA}}{70\ \mu\text{A}} = 100$$

Si se verifica cualquier otra curva se obtiene aproximadamente el mismo resultado: una ganancia de corriente igual a 100.

Con otros transistores, la ganancia de corriente puede ser diferente de 100, pero la forma de las curvas es la misma. Todos los transistores tienen una zona activa, una zona de saturación y una zona de ruptura. La zona activa es la más importante, ya que la amplificación de señales es posible en la zona activa.

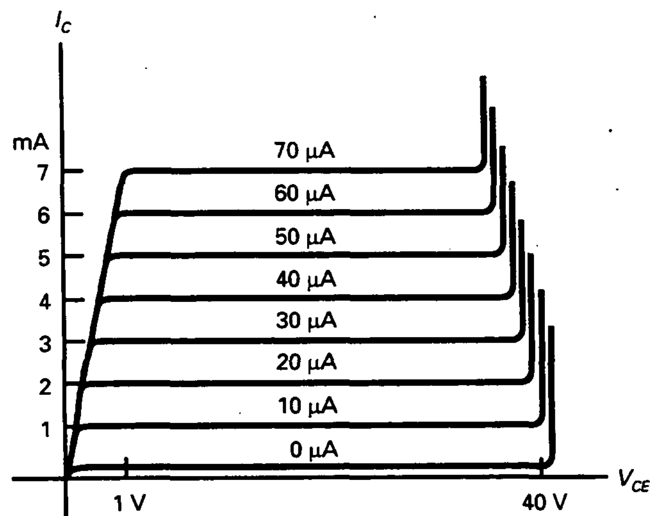


Figura 6-10. Conjunto de curvas de salida.

❑ Zona de corte

La Figura 6-10 tiene una curva no esperada que se halla en la parte inferior. Ésta representa una cuarta posible zona de funcionamiento. Obsérvese que la corriente de base es cero, aunque todavía hay cierta corriente de colector. En un trazador de curvas, esta corriente, por lo general, es tan pequeña que no se ve. La curva inferior se ha exagerado dibujándola mayor de lo que es en realidad. Esta curva inferior recibe el nombre de *zona de corte* del transistor, y la pequeña corriente de colector es la *corriente de corte de colector*.

¿Por qué existe la corriente de corte de colector si no hay corriente en la base? Porque el diodo colector, como cualquier otro diodo, tiene una corriente inversa de portadores minoritarios y una corriente de fugas superficial. La corriente de corte de colector se puede ignorar si la corriente de colector es mucho mayor. Por ejemplo, un 2N3904 tiene una corriente de corte de colector de 50 nA. Si la corriente de colector real es igual a 1 mA, ignorar una corriente de corte de colector de 50 nA produce un error de cálculo menor del 5 por 100.

❑ Repaso

Hemos visto cuatro zonas de funcionamiento en el transistor: *la activa, la de corte, la de saturación* y *la de ruptura*. Los transistores funcionan en la zona activa cuando se utilizan como amplificadores, que son circuitos que amplifican señales débiles. A veces se les da el nombre de *circuitos lineales* porque los cambios en la señal de entrada producen cambios proporcionales en la señal de salida. Las zonas de corte y saturación son útiles en los circuitos digitales y en otros circuitos para ordenadores, denominados *circuitos de conmutación*.

EJEMPLO 6-5

El transistor de la Figura 6-11*a* tiene $\beta_{dc} = 300$. Calcule I_B, I_C, V_{CE} y P_D.

SOLUCIÓN

La Figura 6-11*b* muestra el mismo circuito con masas. La corriente de base es igual a:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 9{,}3\ \mu\text{A}$$

La corriente de colector es:

$$I_C = \beta_{dc} I_B = (300)(9{,}3\ \mu\text{A}) = 2{,}79\ \text{mA}$$

Y la tensión colector-emisor vale:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10\ \text{V} - (2{,}79\ \text{mA})(2\ \text{k}\Omega) = 4{,}42\ \text{V}$$

La potencia disipada en el colector es:

$$P_D = V_{CE} I_C = (4{,}42\ \text{V})(2{,}79\ \text{mA}) = 12{,}3\ \text{mW}$$

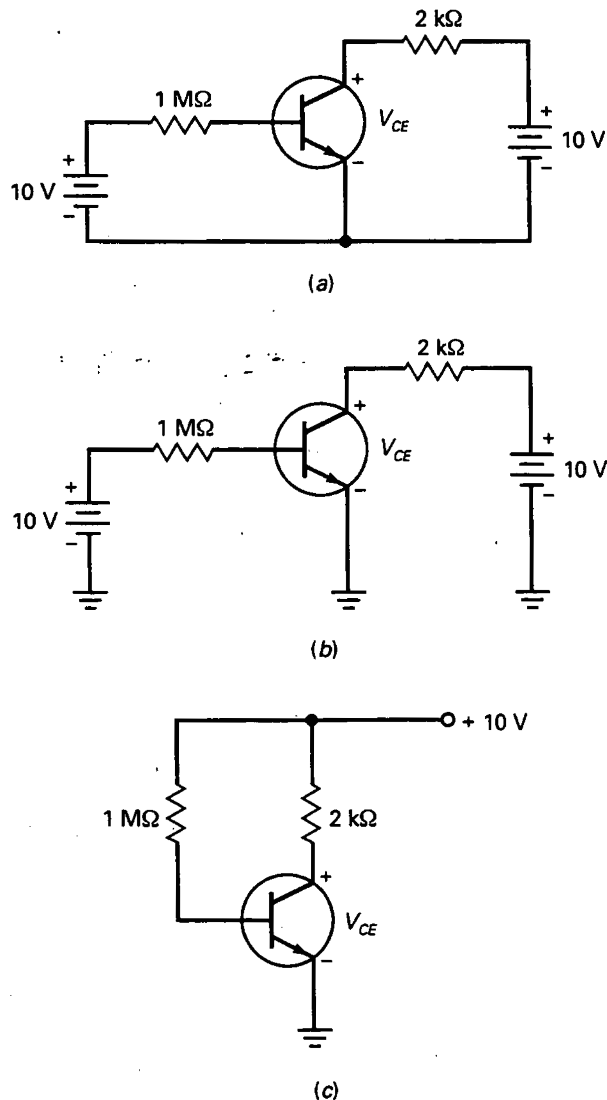


Figura 6-11. Circuito del transistor. *a*) Diagrama esquemático básico; *b*) circuito con masas; *c*) diagrama esquemático simplificado.

Cuando la fuente de tensión del colector y de la base son iguales, como en la Figura 6-11*b*, normalmente se verá el circuito dibujado en la forma simplificada de la Figura 6-11*c*.

EJEMPLO 6-6

La Figura 6-12 muestra un circuito de transistor diseñado en un ordenador con el programa *Electronics Workbench* (EWB). Calcule la ganancia de corriente del 2N4424.

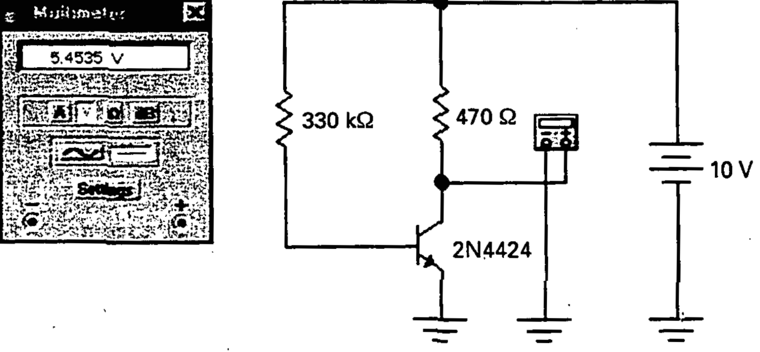


Figura 6-12. Circuito del EWB para calcular la ganancia de corriente en el 2N4424.

SOLUCIÓN

Primero, se obtiene la ganancia de corriente como sigue:

$$I_B = \frac{10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{330\ \text{k}\Omega} = 28{,}2\ \mu\text{A}$$

Después, se necesita la corriente de colector. Como el polímetro indica una tensión colector-emisor de 5,45 V (redondeada a 3 cifras), la tensión a través de la resistencia del colector es:

$$V = 10\ \text{V} - 5{,}45\ \text{V} = 4{,}55\ \text{V}$$

Como la corriente de colector fluye hacia la resistencia de colector, podemos utilizar la ley de Ohm para obtener la corriente de colector:

$$I_C = \frac{4{,}55\ \text{V}}{470\ \Omega} = 9{,}68\ \text{mA}$$

Ahora, podemos calcular la ganancia de corriente:

$$\beta_{dc} = \frac{9{,}68\ \text{mA}}{28{,}2\ \mu\text{A}} = 343$$

El 2N4424 es un ejemplo de transistor con una alta ganancia de corriente. El margen típico de β_{dc} para transistores de pequeña señal es de 100 a 300.

6-7. APROXIMACIONES DE LOS TRANSISTORES

La Figura 6-13*a* muestra un transistor. Aparece una tensión V_{BB} a través del diodo emisor, y una tensión V_{CE} a través de los terminales colector-emisor. ¿Cuál es el circuito equivalente para este transistor?

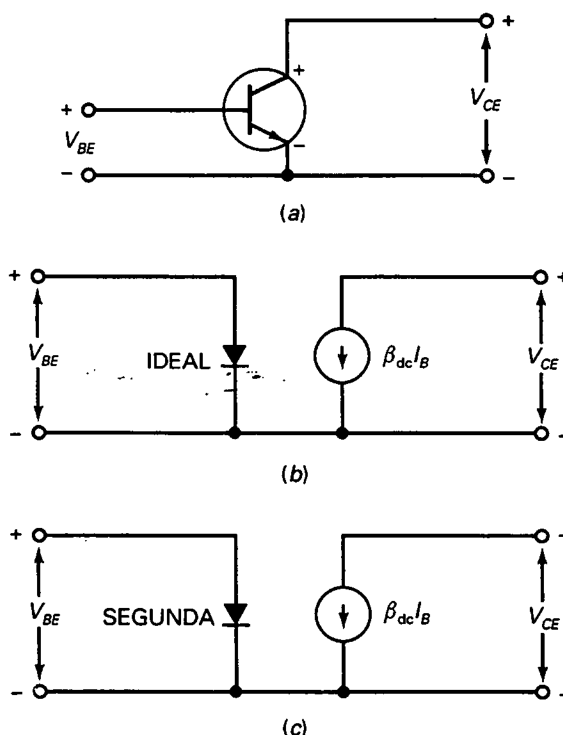


Figura 6-13. Aproximaciones de los transistores. *a*) Dispositivo original; *b*) aproximación ideal; *c*) segunda aproximación.

❑ Aproximación ideal

La Figura 6-13*b* muestra la aproximación ideal de un transistor. Nos imaginamos el diodo emisor como un diodo ideal. En este caso, V_{BE} es igual a cero. Esto nos permite calcular la corriente de base fácil y rápidamente. Este circuito equivalente es a menudo útil para detección de averías, cuando lo único que necesitamos es una aproximación estimada de la corriente de base. Como se muestra en la Figura 6-13*b*, el lado de colector del transistor actúa como una fuente de corriente que bombea una corriente de colector de $\beta_{dc}I_B$ a través de la resistencia de colector. Por tanto, después de calcular la corriente de base, se puede multiplicar por la ganancia de corriente para obtener la corriente de colector.

❑ La segunda aproximación

La Figura 6-13*c* muestra la segunda aproximación de un transistor. Ésta se usa más habitualmente porque puede mejorar el análisis significativamente cuando la tensión de la fuente de base es pequeña.

Esta vez usamos la segunda aproximación de un diodo para calcular la corriente de base. Para transistores de silicio, esto significa que $V_{BE} = 0,7$ V. (Para transistores de germanio, $V_{BE} = 0,3$ V.) Con la segunda aproximación, las corrientes de base y de colector serán ligeramente menores que los valores ideales.

❑ Aproximaciones superiores

La resistencia interna del diodo emisor se hace importante sólo en aplicaciones de alta potencia, para las que la corriente es grande. El efecto de la resistencia interna en el diodo emisor consiste en incrementar V_{BE} a más de 0,7 V.

Por ejemplo, en algunos circuitos de alta potencia, la V_{BE} a través del diodo base-emisor puede ser mayor de 1 V. Similarmente, la resistencia interna del diodo de colector puede tener un efecto notable en algunos diseños.

Además de las resistencias internas de emisor y colector, un transistor tiene muchos otros efectos de orden superior que hacen muy tediosos y laboriosos los cálculos manuales. Por esta razón, los cálculos por encima de la segunda aproximación se deberían realizar con ordenadores.

EJEMPLO 6-7

¿Cuál es la tensión colector-emisor en la Figura 6-14? Use el transistor ideal.

SOLUCIÓN

Tener un diodo emisor ideal significa que:

$$V_{BE} = 0$$

Por tanto, la tensión total entre los extremos de R_B es de 15 V. Según la ley de Ohm, la corriente de base es:

$$I_B = \frac{15\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 31{,}9\ \mu\text{A}$$

Ahora podemos calcular la corriente de colector; es igual a la ganancia de corriente multiplicada por la corriente de base:

$$I_C = 100(31{,}9\ \mu\text{A}) = 3{,}19\ \text{mA}$$

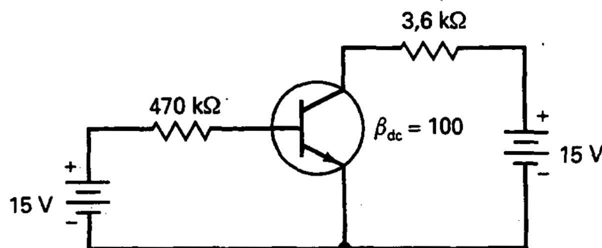


Figura 6-14. Ejemplo.

A continuación, calculamos la tensión colector-emisor, la cual es igual a la tensión de la fuente de colector menos la caída de tensión en la resistencia de colector:

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (3{,}19\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 3{,}52\ \text{V}$$

En un circuito como el de la Figura 6-14, la corriente de emisor no es importante, por lo que la mayoría de los ingenieros no calcularía ese valor. Pero como éste es un ejemplo, sí calcularemos la corriente de emisor. Ésta es igual a la suma de la corriente de colector y la corriente de base:

$$I_E = 3{,}19\ \text{mA} + 31{,}9\ \mu\text{A} = 3{,}22\ \text{mA}$$

Este valor es muy cercano al valor de la corriente de colector; ésta es otra razón para no molestarse en calcularla. La mayoría de las personas dirían que la corriente de emisor es aproximadamente 3,19 mA, el valor de la corriente de colector.

EJEMPLO 6-8

¿Cuál es la tensión colector-emisor en la Figura 6-14 si se usa la segunda aproximación?

SOLUCIÓN

En la Figura 6-14 las corrientes y las tensiones se calculan como sigue, si se usa la segunda aproximación. La tensión en el diodo emisor es:

$$V_{BE} = 0{,}7\ \text{V}$$

Por tanto, la tensión total en R_B es de 14,3 V, que es la diferencia entre 15 y 0,7 V. La corriente de base vale:

$$I_B = \frac{14{,}3\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 30{,}4\ \mu\text{A}$$

Ahora ya podemos calcular la corriente de colector. Es igual a la ganancia de corriente multiplicada por la corriente de base:

$$I_C = 100(30{,}4\ \mu\text{A}) = 3{,}04\ \text{mA}$$

A continuación calculamos la tensión colector-emisor. Es igual a la tensión de la fuente de colector menos la caída de tensión en la resistencia de colector:

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (3{,}04\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 4{,}06\ \text{V}$$

La mejora obtenida en esta respuesta con relación a la obtenida usando el transistor ideal es aproximadamente de medio voltio: 4,06 contra 3,52 V. ¿Es importante esta mitad de un voltio? Depende de si se están detectando averías, haciendo diseños, etc.

EJEMPLO 6-9

Suponga que mide 1 V para la V_{BE}. ¿Cuál es la tensión colector-emisor en la Figura 6-14?

SOLUCIÓN

La tensión total en R_B es 14 V, o sea, la diferencia de 15 y 1 V. Según la ley de Ohm, la corriente de base es:

$$I_B = \frac{14\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 29{,}8\ \mu\text{A}$$

Ahora podemos calcular la corriente de colector. Es igual a la ganancia de corriente multiplicada por la corriente de base:

$$I_C = 100(29{,}8\ \mu\text{A}) = 2{,}98\ \text{mA}$$

La tensión colector-emisor es igual a la tensión de la fuente de colector menos la caída de tensión en la resistencia de colector:

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (2{,}98\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 4{,}27\ \text{V}$$

EJEMPLO 6-10

¿Cuál es la tensión colector-emisor en los tres ejemplos anteriores cuando la tensión de la fuente de base es de 5 V?

SOLUCIÓN

Con el diodo ideal:

$$I_B = \frac{5\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 10{,}6\ \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(10{,}6\ \mu\text{A}) = 1{,}06\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (1{,}06\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 11{,}2\ \text{V}$$

Con la segunda aproximación:

$$I_B = \frac{4{,}3\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 9{,}15\ \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(9{,}15\ \mu\text{A}) = 0{,}915\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (0{,}915\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 11{,}7\ \text{V}$$

Con la medida de V_{BE}:

$$I_B = \frac{4\ \text{V}}{470\ \text{k}\Omega} = 8{,}51\ \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(8{,}51\ \mu\text{A}) = 0{,}851\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (0{,}851\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 11{,}9\ \text{V}$$

Este ejemplo permite comparar las tres aproximaciones en el caso de que la tensión de la fuente de base sea pequeña. Como se puede apreciar, todas las respuestas difieren entre sí como máximo en 1 V. Ésta es la primera pista que ayuda a determinar qué aproximación emplear. Si se van a detectar fallos en este circuito, probablemente sea adecuado el análisis con el transistor ideal. Pero si se va a diseñar el circuito, podría querer usar una simulación de ordenador por su precisión.

6-8. CÓMO LEER LA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

Los *transistores de pequeña señal* pueden disipar un vatio o menos; los transistores de potencia pueden disipar más de un vatio. Cuando se estudia la hoja de características para cualquiera de estos dos tipos de transistor, se debe comenzar por las limitaciones máximas, ya que son los límites para las corrientes, tensiones y otros valores del transistor.

❑ Limitaciones en la zona de ruptura

En el Apéndice se dan los siguientes límites máximos para un 2N3904:

V_{CB}	60 V
V_{CEO}	40 V
V_{EB}	6 V

Estas limitaciones de tensión son tensiones inversas de ruptura y V_{CB} señala la máxima tensión inversa entre el colector y la base. La segunda limitación es V_{CEO}, que representa la tensión de colector-emisor con la base abierta. V_{EB} es la máxima tensión inversa del emisor a la base. Como ya se sabe, un diseño correcto nunca permite que las tensiones se acerquen a las limitaciones máximas precedentes. Si se recuerda lo dicho antes, basta con acercarse a las limitaciones máximas para acortar la vida de algunos dispositivos.

❑ Corriente y potencia máximas

También se muestran como límites máximos estos valores:

I_C	200 mA dc	
P_D	625 mW	(para T_A = 25 °C)
P_D	1,5 W	(para T_C = 25 °C)

Aquí, I_C es la corriente máxima de colector. Esto significa que un 2N3904 puede controlar hasta 200 mA de corriente directa, asumiendo que no se excede la limitación de potencia.

Las siguientes dos limitaciones se refieren a P_D, la máxima limitación de potencia del dispositivo. Como puede observar, la primera limitación de potencia de 625 mW es menor que la otra limitación de potencia de 1,5 W. Cuál usar depende de si se va a hacer el intento de mantener frío el transistor. Si el transistor no se está refrigerando y no tiene un disipador de calor (que se expone más adelante), la temperatura de la cápsula T_C será mucho mayor que la temperatura ambiente T_A.

En la mayoría de las aplicaciones, un transistor de pequeña señal como el 2N3904 no está refrigerado y no tiene un radiador de calor. En este caso, el 2N3904 tiene una limitación de potencia de 625 mW cuando la temperatura ambiente es 25 °C.

La temperatura T_C es la temperatura de la cápsula que contiene el transistor. En la mayoría de las aplicaciones, la temperatura de la cápsula será mayor que 25 °C porque el calor interno del transistor aumenta la temperatura del encapsulado.

La única forma de mantener la temperatura de la cápsula a 25 °C cuando la temperatura ambiente es 25 °C es refrigerando con un ventilador o utilizando un gran disipador de calor. Si se utiliza una de estas técnicas se puede reducir la temperatura de la cápsula del transistor a 25 °C. Para estas condiciones la limitación de potencia es de 1,5 W.

❑ Factores de ajuste

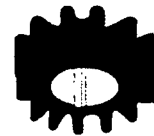
Como se dijo en el Capítulo 5, el factor de ajuste indica cuánto hay que reducir la potencia máxima que puede disipar un dispositivo. El factor de ajuste del 2N3904 está dado como 5 mW/°C. Esto significa que hay que reducir el límite máximo de potencia de 625 mW en 5 mW por cada grado centígrado por encima de los 25 °C.

❑ Disipadores de calor

Una manera de aumentar la potencia máxima que puede disipar un transistor consiste en deshacerse con mayor rapidez del calor interno. Éste es el propósito de un *disipador de calor* (una masa de metal). Si se aumenta el área superficial de encapsulado del transistor, se permite que el calor se escape fácilmente hacia el aire circundante. Por ejemplo, la Figura 6-15*a* muestra un tipo de disipador de calor. Cuando éste se acopla al encapsulado de un transistor, el calor se emite más rápidamente debido al aumento en el área superficial suministrado por las aletas.

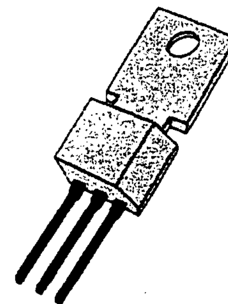
La Figura 6-15*b* muestra otro tipo de encapsulado. Se trata de un transistor de potencia con lengüeta. Una lengüeta metálica proporciona una trayectoria de salida para el calor del transistor. Esta lengüeta metálica se puede sujetar al chasis del equipo electrónico. Como el chasis es un disipador masivo de calor, éste puede escapar fácilmente del transistor al chasis.

Los grandes transistores de potencia, como el de la Figura 6-15*c*, tienen el colector conectado directamente a la cápsula para dejar que el calor esca-

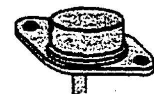


(*a*)

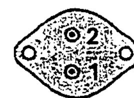
LENGÜETA METÁLICA



(*b*)



COLECTOR
CONECTADO
A LA CÁPSULA



PIN 1. BASE
PIN 2. EMISOR, CÁPSULA.
COLECTOR

(*c*)

Figura 6-15. *a*) Disipador de calor ajustable. *b*) Transistor de potencia con disipador. *c*) Transistor de potencia con el colector conectado a la cápsula.

pe tan fácilmente como sea posible. La cápsula del transistor se sujeta al chasis. Para evitar que el colector se ponga en cortocircuito con la masa del chasis, se coloca una pequeña lámina de mica entre el encapsulado del transistor y el chasis. En todo este proceso la idea fundamental es que el calor abandone el transistor con la mayor rapidez, lo que implica que el transistor es capaz de disipar una mayor potencia a la misma temperatura ambiente. A veces, se sujeta a un gran disipador de calor con aletas, lo cual es todavía más efectivo para eliminar el calor del transistor.

Sin importar la clase de disipador de calor que se emplee, el objetivo es reducir la temperatura del encapsulado, ya que tal logro hará que descienda la temperatura interna del transistor. La hoja de características incluye otras magnitudes llamadas resistencias térmicas Éstas le permiten al diseñador calcular la temperatura del encapsulado para diferentes disipadores de calor.

❑ Ganancia de corriente

Para analizar el transistor también se utilizan otro tipo de parámetros, llamados «parámetros h»; se usa h_{FE} en vez de β_{dc} como símbolo para la ganancia de corriente. Las dos cantidades son prácticamente iguales:

$$\beta_{dc} = h_{FE} \tag{6-9}$$

No se debe olvidar esta relación, porque las hojas de características usan el símbolo h_{FE} para designar la ganancia de corriente.

En la sección titulada «Características en conducción», la hoja de características de un 2N3904 presenta los valores de h_{FE} como sigue:

I_C (mA)	Mín h_{FE}	Máx h_{FE}
0,1	40	—
1	70	—
10	100	300
50	60	—
100	30	—

El 2N3904 trabaja mejor cuando la corriente de colector se halla cercana a los 10 mA. A este valor de corriente, la ganancia mínima de corriente es de 100 y la ganancia máxima de corriente es de 300. Este dato significa que, si se fabrica en serie un circuito que utilice transistores 2N3904 y una corriente de colector de 10 mA, entonces algunos transistores tendrán una ganancia de corriente apenas de 100 y otros lograrán una ganancia de corriente de hasta 300. La mayor parte de los transistores tendrán una ganancia de corriente situada en la parte central de este intervalo.

Obsérvese que la ganancia mínima de corriente disminuye en corrientes de colector que sean menores que o mayores que 10 mA. A 0,1 mA, la ganancia mínima de corriente es 40. A 100 mA, la ganancia mínima de corriente es 30. La hoja de características contiene solamente la ganancia mínima de corriente para corrientes distintas de 10 mA, ya que los valores mínimos representan el peor de los casos. Los diseñadores hacen en general un circuito para el peor de los casos, o sea, que tratan de imaginarse cómo funcionará

un circuito cuando ciertas características del transistor, como la ganancia de corriente, adquieran valores correspondientes al peor caso posible.

EJEMPLO 6-11

Un 2N3904 tiene V_{CE} = 10 V e I_C = 20 mA. ¿Qué potencia disipa? ¿Qué seguridad ofrece este nivel de disipación de potencia si la temperatura ambiente es de 25 °C?

SOLUCIÓN

Multiplique V_{CE} por I_C para obtener

$$P_D = (10\ \text{V})(20\ \text{mA}) = 200\ \text{mW}$$

¿Es esto seguro? Si la temperatura ambiente es de 25 °C, el límite máximo de potencia del transistor es de 625 mW, lo que quiere decir que el transistor está funcionando dentro de su límite de potencia.

Como ya debe saber el lector, un diseño incluye un factor de seguridad que garantiza una vida larga de funcionamiento del transistor. Son comunes los factores de seguridad de 2 o más. Un factor de seguridad de 2 significa que el diseñador permitirá una disipación de potencia de hasta la mitad de 625 mW, es decir, 312 mW. Por tanto, una potencia sólo de 200 mW es muy segura, suponiendo que la temperatura se mantenga en 25 °C.

EJEMPLO 6-12

¿Qué seguridad ofrece el nivel de disipación de potencia si la temperatura ambiente es de 100 °C en el Ejemplo 6-11?

SOLUCIÓN

En primer lugar, calcule el número de grados en que la nueva temperatura ambiente supera a la temperatura de referencia de 25 °C. Haga lo siguiente:

$$100\ °\text{C} - 25\ °\text{C} = 75\ °\text{C}$$

A veces encontrará esto escrito como

$$\Delta T = 75\ °\text{C}$$

donde Δ significa «incremento de». Lea la ecuación como «el incremento de temperatura es de 75 °C».

Ahora, multiplique el factor de ajuste por el incremento de temperatura para obtener

$$(5\ \text{mW/°C})(75\ °\text{C}) = 375\ \text{mW}$$

A menudo estará escrito así:

$$\Delta P = 375 \text{ mW}$$

donde ΔP representa el incremento de la potencia. Finalmente, éste es el incremento de potencia del límite máximo de potencia a 25 °C:

$$P_{D(\text{máx})} = 350 \text{ mW} - 210 \text{ mW} = 140 \text{ mW}$$

Éste es el límite máximo de potencia del transistor cuando la temperatura ambiente es de 100 °C.

¿Qué seguridad ofrece este diseño? El transistor sigue estando bien, ya que su potencia es 200 mW, comparada con el límite máximo de 250 mW. Pero el factor de seguridad ya no es 2. Si la temperatura ambiente aumentase, o si la disipación de potencia creciera, el transistor podría acercarse peligrosamente al punto de destrucción por calor. Por ello sería conveniente volver a diseñar el circuito para tener de nuevo un factor de seguridad igual a 2. Esta solución implica cambiar los valores del circuito para tener una disipación de potencia igual a la mitad de 250 mW.

6-9. DETECCIÓN DE AVERÍAS

La Figura 6-16 muestra un circuito en emisor común con masas. La fuente de polarización de base de 15 V polariza directamente el diodo de emisor mediante una resistencia de 470 kΩ. La fuente de polarización de colector de 15 V polariza inversamente el diodo de colector mediante una resistencia de 1 kΩ. Se utilizará la aproximación ideal para calcular la tensión colector-emisor. Los cálculos son los siguientes:

$$I_B = \frac{15 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 31{,}9 \ \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(31{,}9 \ \mu\text{A}) = 3{,}19 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (3{,}19 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 11{,}8 \text{ V}$$

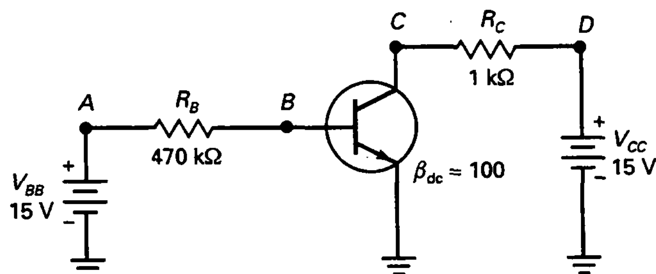


Figura 6-16. Detectando averías en un circuito.

❑ Fallos comunes

Si se van a detectar fallos en un circuito como el de la Figura 6-16, uno de los primeros valores que hay que medir es la tensión colector-emisor. Su valor debería ser aproximadamente de 11,8 V. ¿Por qué no usar la segunda o la tercera aproximación para lograr una respuesta más exacta? Porque las resistencias tienen comúnmente una tolerancia de por lo menos ±5 por 100, lo que hace que la tensión colector-emisor difiera de los valores calculados, sin importar qué aproximación se use.

De hecho, cuando aparecen averías en general se trata de grandes averías, como cortocircuitos o circuitos abiertos. Los cortocircuitos pueden ocurrir como consecuencia de dispositivos dañados o gotas de soldadura entre las conexiones de los componentes. Los circuitos abiertos se producen cuando los componentes se queman. Fallos como éstos producen grandes cambios en las corrientes y las tensiones. Por ejemplo, uno de los problemas comunes es que no llegue tensión de la fuente al colector. Este problema podría aparecer de diferentes formas; por ejemplo, un fallo en la misma fuente de alimentación, una conexión abierta entre la fuente de alimentación y la resistencia de colector, una resistencia de colector en circuito abierto, etc. En cualquiera de esos casos, la tensión de colector de la Figura 6-16 será aproximadamente cero porque no hay tensión en la fuente de colector.

Otro fallo posible es una resistencia de base en circuito abierto, lo cual provoca que la corriente de base se haga cero. Esto obliga a la corriente de colector a caer a cero y a la tensión colector-emisor a elevarse a 15 V, o sea, al valor de la fuente de tensión de colector. Un transistor abierto produce el mismo efecto.

❑ Cómo piensan quienes detectan averías

La clave es ésta: los fallos típicos originan grandes desviaciones en las corrientes y las tensiones de un transistor. Quienes detectan averías rara vez buscan diferencias de décimas de voltio. Lo que buscan son tensiones que sean ostensiblemente distintas a los valores normales. Por ello, el transistor ideal es tan útil como punto de partida en la detección de fallos. Además, explica por qué muchos detectores de averías ni siquiera usan calculadoras para determinar la tensión colector-emisor.

Si no emplean sus calculadoras, ¿qué hacen entonces? Estiman mentalmente el valor de la tensión colector-emisor. He aquí cómo razona un detector de averías experto al calcular la tensión colector-emisor en la Figura 6-16:

La tensión de la resistencia de base es aproximadamente de 15 V. Una resistencia de base de 1 MΩ produciría una corriente de base aproximadamente igual a 15 μA. Como 470 kΩ es la mitad de 1 MΩ, la corriente de base debe ser el doble, aproximadamente de 30 μA. Una ganancia de corriente de 100 da una corriente de colector de 3 mA, más o menos. Cuando esta corriente circula en 1 kΩ, produce una caída de tensión de 3 V. Restando 3 V de 15 V, quedan 12 V entre los terminales colector-emisor. Por tanto, V_{CE} debería tener un valor alrededor de los 12 V; de lo contrario, algo funciona mal en este circuito.

❑ Tabla de fallos

Como se dijo en el Capítulo 5, un componente en cortocircuito equivale a una resistencia nula, y un componente abierto es equivalente a una resistencia infinita. Por ejemplo, la resistencia de base R_B puede estar abierta o en cortocircuito. Llamemos R_{BO} y R_{BS} a la resistencia en esas condiciones, respectivamente. De modo similar, la resistencia de colector puede estar abierta o en cortocircuito, simbolizada por R_{CO} y R_{CS}, respectivamente.

En la Tabla 6-1 se indican algunas averías que podrían producirse en un circuito como el de la Figura 6-16. Las tensiones se calcularon usando la segunda aproximación. Si el circuito funcionase normalmente se debería medir una tensión de colector de aproximadamente 12 V. Si la resistencia de base estuviese en cortocircuito, aparecerían +15 V en la base. Este valor tan elevado destruiría el diodo emisor. El diodo colector probablemente se abriría, obligando a la tensión de colector a elevarse a 15 V. En la Tabla 6-1 se muestra este fallo R_{BS} y sus tensiones.

Si la resistencia de base estuviera abierta, no habría tensión ni corriente en la base. Además, la corriente de colector sería cero, y la tensión de colector aumentaría a 15 V. En la Tabla 6-1 se muestra este fallo R_{BO} y sus tensiones. Continuando de esta forma, se puede completar la tabla. La Figura 6-16 se repite aquí como referencia.

Tabla 6-1. Fallos y síntomas

Fallo	V_B (V)	V_C (V)	Comentario
Ninguno	0,7	12	No hay problema
R_{BS}	15	15	Transistor destruido
R_{BO}	0	15	No hay corriente ni en la base ni en el colector
R_{CS}	0,7	15	
R_{CO}	0,7	0	
V_{BB} es cero	0	15	Verificar la fuente y su conexión
V_{CC} es cero	0,7	0	Verificar la fuente y su conexión

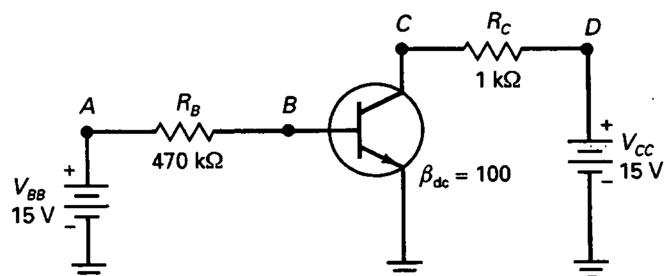


Figura 6-16. Detectando averías en un circuito.

RESUMEN

Sección 6-1. El transistor sin dopaje

En un transistor hay tres zonas de dopado: el emisor, la base y el colector. Entre la base y el emisor hay una unión *pn*; a esta parte del transistor se le llama diodo emisor. Hay otra unión *pn* entre la base y el colector; esta parte del transistor se denomina diodo colector.

Sección 6-2. El transistor polarizado

En funcionamiento normal el diodo emisor tiene polarización directa y el diodo colector tiene polarización inversa. En estas condiciones, el emisor envía electrones libres a la base. La mayor parte de estos electrones ibres pasan por la base hacia el colector. Por ello, la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de emisor. La corriente de base es mucho más pequeña, generalmente menor que el 5 por 100 de la corriente de emisor.

Sección 6-3. Corrientes en un transistor

La relación entre la corriente de colector y la corriente de base se llama ganancia de corriente y se expresa con β_{dc} o h_{FE}. En transistores de baja potencia, el valor de la ganancia de corriente oscila entre 100 y 300. La corriente de emisor es la mayor de las tres corrientes, la corriente de colector es casi igual que la de emisor y la corriente de base es mucho más pequeña.

Sección 6-4. La conexión en EC

En un circuito en EC, el emisor es el terminal común y se lleva a masa. La unión base-emisor de un transistor se comporta aproximadamente como un diodo normal. La unión base-colector actúa como una fuente de corriente que es igual a β_{dc} multiplicada por la corriente de base. El transistor puede funcionar en la zona activa, una zona de saturación, una zona de corte y una zona de ruptura. La zona activa es la que se usa en los amplificadores lineales. La saturación y el corte se usan en los circuitos digitales.

Sección 6-5. Curva de entrada

La curva de la corriente de base en función de la tensión base-emisor se parece a la curva de un diodo normal. Por tanto, se puede usar cualquiera de las tres aproximaciones del diodo para calcular la corriente de base. La mayor parte de las veces sólo se necesitan la aproximación ideal y la segunda aproximación.

Sección 6-6. Curvas de salida

Las cuatro zonas distintas de funcionamiento de un transistor que se aprecian en la curva de salida son la zona activa, la zona de saturación, la zona de corte y la zona de ruptura. Cuando se usa como amplificador, el transistor funciona en la zona activa. Cuando se usa en circuitos digitales, el transistor normalmente funciona en la zona de saturación y de corte. Por lo general se evita la zona de ruptura, ya que en ella es muy alta la probabilidad de que se destruya el transistor.

Sección 6-7. Aproximaciones para el transistor

En la mayor parte del trabajo en electrónica, las respuestas exactas son solamente una pérdida de tiempo. Casi todos usan aproximaciones, ya que las respuestas así obtenidas son adecuadas en la mayoría de las aplicaciones. El transistor ideal es útil en la detección de fallos. La tercera aproximación se requiere para diseñar con precisión. La segunda aproximación es un buen compromiso entre la detección de fallos y el diseño.

Sección 6-8. Cómo leer la hoja de características

Los transistores tienen limitaciones máximas con respecto a sus tensiones, corrientes y potencias. Los transistores para pequeña señal pueden disipar un vatio o menos. Los transistores de potencia pueden disipar más de un vatio. La temperatura puede cambiar el valor de las características de un transistor. La potencia máxima disminuye a medida que aumenta la temperatura. Además, la ganancia de corriente experimenta grandes cambios con la temperatura.

Sección 6-9. Detección de averías

Cuando aparecen averías producen por lo general grandes cambios en las tensiones del transistor. Por esta razón, el análisis con el modelo ideal es adecuado para quienes están detectando averías Además, muchos detectores de averías no usan sus calculadoras, ya que usarlas obstaculiza sus razonamientos. Los mejores detectores de averías aprenden a estimar mentalmente las tensiones que quieren medir.

DEFINICIONES

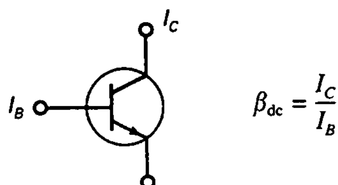
(6-2) Alfa de continua:

I_C

I_E

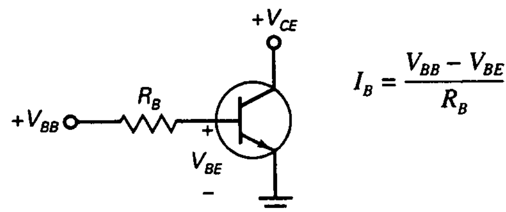
$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E}$$

(6-3) Beta de continua (ganancia de corriente):



$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

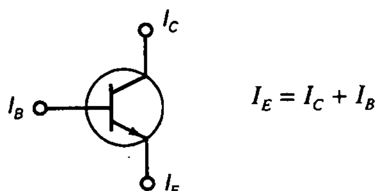
(6-6) Corriente de base:



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

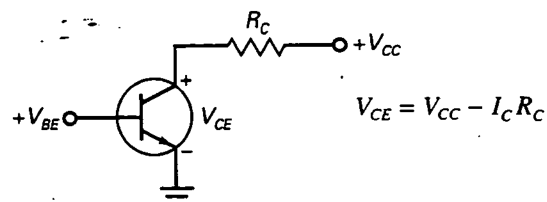
DERIVACIONES

(6-1) Corriente de emisor:



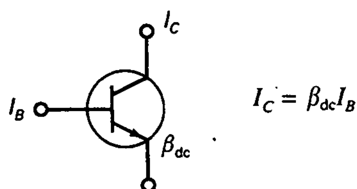
$$I_E = I_C + I_B$$

(6-7) Tensión colector-emisor:



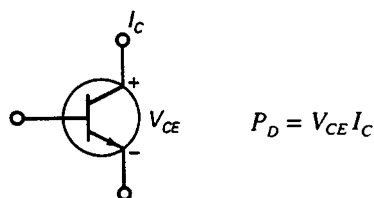
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

(6-4) Corriente de colector:



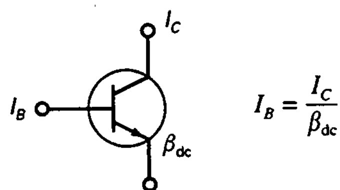
$$I_C = \beta_{dc} I_B$$

(6-8) Disipación de potencia colector-emisor:



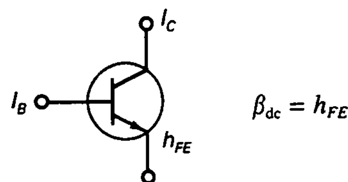
$$P_D = V_{CE} I_C$$

(6-5) Corriente de base:



$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}}$$

(6-9) Ganancia de corriente:



$$\beta_{dc} = h_{FE}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. ¿Cuántas zonas de dopaje tiene un transistor?
- **a)** 1
- **b)** 2
- **c)** 3
- **d)** 4

2. ¿Cuál es una de las cosas más importantes que hace un transistor?
- **a)** Amplifica señales débiles
- **b)** Rectifica la tensión de red
- **c)** Regula la tensión
- **d)** Emite luz

3. ¿Quién inventó el primer transistor de unión?
- **a)** Bell
- **b)** Faraday
- **c)** Marconi
- **d)** Schockley

4. En un transistor *npn*, los portadores mayoritarios en la base son
- **a)** Los electrones libres
- **b)** Los huecos
- **c)** Ninguno de los dos
- **d)** Ambos

5. La barrera de potencial entre los extremos de cada zona de deplexión tiene un valor de
   a) 0 c) 0,7 V
   b) 0,3 V d) 1 V
6. El diodo de emisor normalmente
   a) Tiene polarización directa
   b) Tiene polarización inversa
   c) No conduce
   d) Funciona en la zona de ruptura
7. En el funcionamiento normal del transistor, el diodo de colector debe
   a) Tener polarización directa
   b) Tener polarización inversa
   c) No conducir
   d) Funcionar en la zona de ruptura
8. La base de un transistor *npn* es estrecha y
   a) Fuertemente dopada
   b) Ligeramente dopada
   c) Metálica
   d) Está dopada con un material pentavalente
9. La mayor parte de los electrones en la base de un transistor *npn* circulan
   a) Saliendo de la conexión de la base
   b) Entrando al colector
   c) Entrando al emisor
   d) Entrando a la fuente de tensión de la base
10. La mayor parte de los electrones en la base de un transistor *npn* no se recombinan porque
    a) Tienen un tiempo de vida muy largo
    b) Tienen carga negativa
    c) Deben recorrer un gran trayecto a lo largo de la base
    d) Circulan saliendo de la base
11. La mayor parte de los electrones que circulan a lo largo de la base
    a) Circularán hacia el colector
    b) Circularán saliendo de la conexión de la base
    c) Se recombinarán con los huecos de la base
    d) Se recombinarán con los huecos del colector
12. La ganancia de corriente de un transistor es la relación entre
    a) La corriente de colector y la corriente de emisor
    b) La corriente de colector y la corriente de base
    c) La corriente de base y la corriente de colector
    d) La corriente de emisor y la corriente de colector
13. Al aumentar la tensión de la fuente de polarización de colector aumentará
    a) La corriente de base
    b) La corriente de colector
    c) La corriente de emisor
    d) Ninguna de las anteriores
14. El hecho de que haya sólo unos cuantos huecos en la zona de la base significa que la base
    a) Está ligeramente dopada
    b) Está fuertemente dopada
    c) No está dopada
    d) Ninguna de las anteriores
15. En un transistor *npn* polarizado normalmente, los electrones en el emisor tienen la energía suficiente para sobrepasar la barrera de potencial de
    a) La unión base-emisor
    b) La unión base-colector
    c) La unión colector-base
    d) La trayectoria de recombinación
16. Cuando un electrón libre se recombina con un hueco en la zona de la base, el electrón libre se convierte en
    a) Otro electrón libre
    b) Un electrón de valencia
    c) Un electrón de la banda de conducción
    d) Un portador mayoritario
17. ¿Cuál es el aspecto más importante de la corriente de colector?
    a) Se mide en miliamperios
    b) Es igual a la corriente de base dividida entre la ganancia de corriente
    c) Es pequeña
    d) Es aproximadamente igual a la corriente de emisor
18. Si la ganancia de corriente es de 200 y la corriente de colector es de 100 mA, la corriente de base es igual a
    a) 0,5 mA c) 2 A
    b) 2 mA d) 20 A
19. La tensión base-emisor es normalmente
    a) Menor que la tensión de la fuente de polarización de la base
    b) Igual a la tensión de la fuente de polarización de la base
    c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización de la base
    d) Nada se puede afirmar
20. La tensión colector-emisor normalmente es
    a) Menor que la tensión de la fuente de polarización del colector
    b) Igual a la tensión de la fuente de polarización del colector
    c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización del colector
    d) Nada se puede afirmar
21. La potencia disipada por un transistor es aproximadamente igual a la corriente de colector multiplicada por
    a) La tensión base-emisor
    b) La tensión colector-emisor
    c) La tensión de la fuente de la base
    d) 0,7 V

22. Una pequeña corriente de colector que está presente cuando la corriente de base es cero proviene de la corriente de fugas de
    a) El diodo de emisor
    b) El diodo de colector
    c) El diodo de base
    d) El transistor
23. Un transistor polarizado en la zona activa se comporta como un diodo y
    a) Una fuente de tensión
    b) Una fuente de corriente
    c) Una resistencia
    d) Una fuente de alimentación
24. Si la corriente de base es de 100 mA y la ganancia de corriente es de 30, la corriente de colector vale
    a) 300 mA c) 3,33 A
    b) 3 A d) 10 A
25. La tensión base-emisor de un transistor ideal vale
    a) 0 c) 0,7 V
    b) 0,3 V d) 1 V
26. Si se vuelve a calcular la tensión colector-emisor con la segunda aproximación, por lo general la respuesta es
    a) Menor que el valor ideal
    b) La misma que el valor ideal
    c) Mayor que el valor ideal
    d) Imprecisa
27. En la zona activa, la corriente de colector no se ve afectada significativamente por
    a) La fuente de tensión de polarización de la base
    b) La corriente de base
    c) La ganancia de corriente
    d) La resistencia de colector
28. La tensión base-emisor en la segunda aproximación vale
    a) 0 c) 0,7 V
    b) 0,3 V d) 1 V
29. Si la resistencia de la base está abierta, ¿qué valor tiene la corriente de colector?
    a) 0 c) 2 mA
    b) 1 mA d) 10 mA

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Quiero que dibuje un transistor *npn* mostrando las zonas *n* y *p*. Después quiero que polarice el transistor adecuadamente y me diga cómo funciona.
2. Dibuje un conjunto de curvas de salida. Después, usando esas curvas, muéstreme dónde están las cuatro zonas de un transistor.
3. Dibuje los dos circuitos equivalentes (ideal y segunda aproximación) para representar un transistor funcionando en su zona activa. Después dígame cuándo y cómo usaría esos circuitos para calcular las corrientes y tensiones del transistor.
4. Dibuje el circuito de un transistor con conexión en EC. ¿Qué tipo de problemas puede tener en un circuito como éste y qué medidas tomaría para aislar cada problema?
5. Cuando se mira un diagrama esquemático que muestra un transistor *npn* y un *pnp*, ¿cómo puede identificar cada tipo? ¿Cómo puede identificar la dirección del flujo de electrones (o convencional)?
6. Nombre un instrumento de test que puede representar un conjunto de curvas de salida, I_C en función de V_{CE}, para un transistor.
7. ¿Cuál es la fórmula para la disipación de potencia de un transistor? Conociendo esta relación, ¿en qué lugar de la recta de carga se espera que la potencia disipada sea máxima?
8. ¿Cuáles son las tres corrientes de un transistor y cómo se relacionan?
9. Dibuje un transistor *npn* y un *pnp*. Marque todas las corrientes y muestre las direcciones de flujo.
10. Los transistores se pueden conectar en cualquiera de las siguientes configuraciones: emisor común, colector común y base común. ¿Cuál es la configuración más usual?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 6-3. Corrientes en un transistor

6-1. Un transistor tiene una corriente de emisor de 10 mA y una corriente de colector de 9,95 mA. ¿Cuál es la corriente de base?

6-2. La corriente de colector vale 5 mA y la corriente de base vale 0,02 mA. ¿Cuál es el valor de la ganancia de corriente?

6-3. Un transistor tiene una ganancia de corriente de 125 y una corriente de base igual a 30 mA. ¿Qué valor tiene la corriente de colector?

6-4. Si la corriente de colector es de 50 mA y la ganancia de corriente es de 65, ¿cuánto vale la corriente de base?

Sección 6-5. Curva de entrada

6-5. ¿Cuál es el valor de la corriente de base en la Figura 6-17?

6-6. Si la ganancia de corriente disminuye de 200 a 100 en la Figura 6-17, ¿cuánto vale la corriente de base?

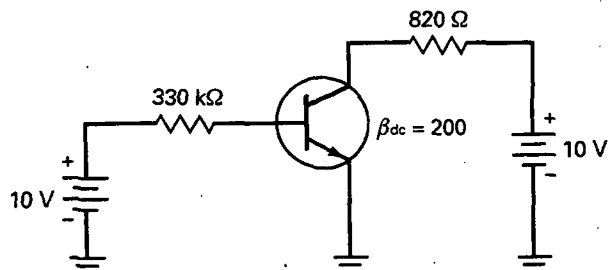


Figura 6-17

6-7. Si la resistencia de 330 kΩ en la Figura 6-17 tiene una tolerancia de ±5 por 100, ¿cuál es el valor máximo de la corriente de base?

Sección 6-6. Curvas de salida

6-8. Un circuito de un transistor, similar al de la Figura 6-17, tiene una fuente de polarización de colector de valor 20 V, una resistencia de colector igual a 1,5 kΩ y una corriente de colector de 5 mA. ¿Cuál es el valor de la tensión colector-emisor?

6-9. Si en un transistor la corriente de colector es de 100 mA y la tensión colector-emisor es de 3,5 V, ¿qué potencia disipa?

Sección 6-7. Aproximaciones para el transistor

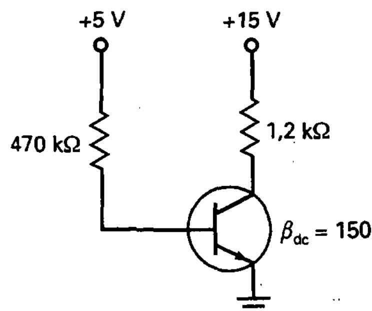
6-10. ¿Qué valores tienen la tensión colector-emisor y la potencia disipada en el transistor en la Figura 6-17? (Resuelva el problema usando la aproximación ideal y la segunda aproximación.)

6-11. En la Figura 6-18*a* se indica una forma más simple de dibujar un circuito de un transistor. Funciona igual que los circuitos ya estudiados. ¿Cuál es el valor de la tensión colector-emisor? ¿Y la potencia disipada en el transistor? (Resuelva el problema empleando la aproximación ideal y la segunda aproximación.)

6-12. Cuando las fuentes de polarización de base y de colector son iguales, el transistor se puede dibujar como se ve en la Figura 6-18*b*. ¿Cuál es la tensión colector-emisor en ese circuito? ¿Y la potencia en el transistor? (Resuelva el problema usando la aproximación ideal y la segunda aproximación.)

Sección 6-8. Cómo leer la hoja de características

6-13. ¿Cuál es el margen de temperatura de almacenamiento del 2N3904?



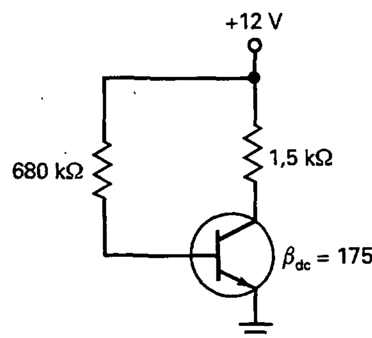


Figura 6-18

6-14. ¿Cuál es el valor máximo de h_{FE} para el 2N3903 si la corriente de colector es de 10 mA y la tensión colector-emisor es de 1 V?

6-15. Un transistor tiene un límite máximo de potencia de 1 W. Si la tensión colector-emisor es de 10 V y la corriente de colector es de 120 mA, ¿qué sucede con la limitación de potencia?

6-16. Un 2N3904 tiene una disipación de potencia de 150 mW sin disipador de calor. Si la temperatura ambiente es de 65 °C, ¿qué sucede con la limitación de potencia?

Sección 6-9. Detección de averías

6-17. En la Figura 6-17, la tensión colector-emisor, ¿aumenta, disminuye o mantiene el mismo valor para cada uno de estos fallos?

a) 330 kΩ en cortocircuito
b) 330 kΩ abierta
c) 820 Ω en corto
d) 820 Ω abierta
e) No hay tensión en la fuente de polarización de la base
f) No hay tensión en la fuente de polarización del colector

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

6-18. ¿Cuál es el valor de α_{dc} de un transistor cuya ganancia de corriente es igual a 200?

6-19. ¿Qué ganancia de corriente tiene un transistor cuya α_{dc} vale 0,994?

6-20. Diseñe un circuito en EC que cumpla los requisitos siguientes: $V_{BB} = 5$ V, $V_{CC} = 15$ V, $h_{FE} =$ $= 120$, $I_C = 10$ mA y $V_{CE} = 7{,}5$ V.

6-21. Un 2N5067 es un transistor de potencia cuya r'_b vale 10 Ω. ¿Qué caída $I_B r'_b$ se registra si $I_B = 1$ mA? ¿Si $I_B = 10$ mA? ¿Si $I_B = 50$ mA?

6-22. Un 2N3904 tiene un límite máximo de potencia de 350 mW a temperatura ambiente (25 °C). Si la tensión colector-emisor es de 10 V, ¿cuál es la corriente máxima que puede soportar el transistor si la temperatura ambiente es de 50 °C?

6-23. Suponga que se conecta un LED en serie con los 820 Ω en la Figura 6-17. ¿Qué valor tiene la corriente en el LED?

6-24. ¿Qué valor tiene la tensión de saturación colector-emisor para un 2N3904 cuando la corriente de colector es de 100 mA? Emplee la curva inferior de la Figura 17 de la hoja de características.

ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

Utilice la Figura 6-19 para resolver los siguientes problemas. Para la variable independiente considere aumentos de aproximadamente el 10 por 100 y emplee la segunda aproximación del transistor. Su contestación deberá ser una N (no cambio) si el cambio en la variable dependiente es tan pequeño que sería difícil medirlo.

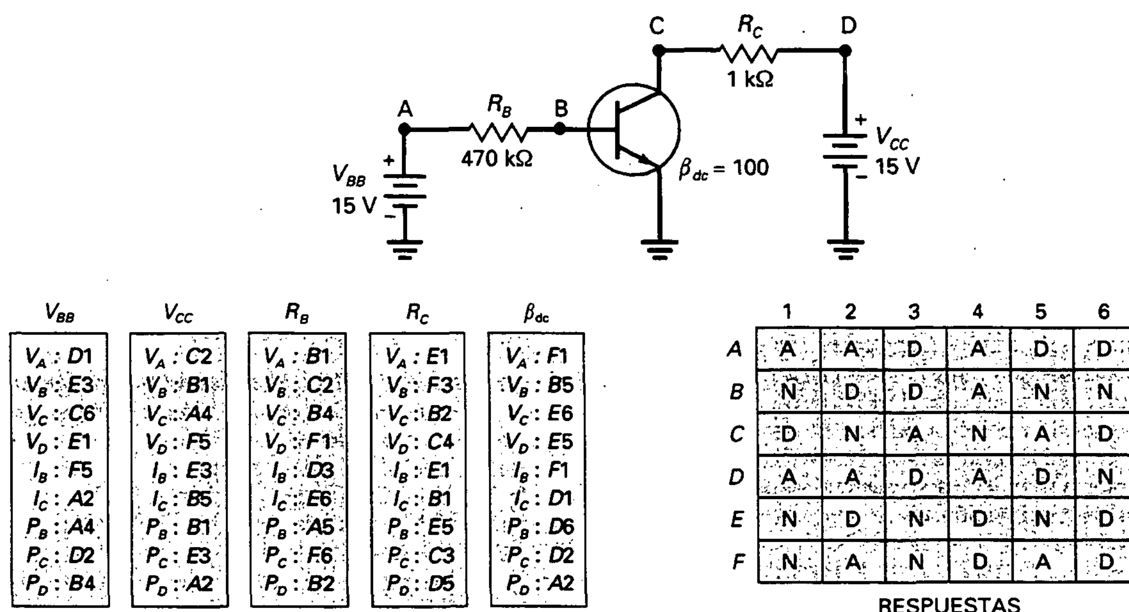
6-25. Trate de hallar la respuesta a cada una de las variables dependientes del cuadro titulado V_{BB}. Verifique sus contestaciones. Luego conteste la pregunta siguiente tan simple y directamente como le sea posible. ¿Qué efecto tiene un aumento de la tensión de la fuente de la base sobre las variables dependientes del circuito?

6-26. Calcule la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado V_{CC}. Verifique las contestaciones. Luego haga un resumen de los resultados en una o dos frases.

6-27. Deduzca la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_B. Compruebe las contestaciones. Enumere las variables dependientes que disminuyen y explique por qué disminuyen, usando la ley de Ohm o algún otro concepto básico.

6-28. Halle la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_B. Enuncie las variables dependientes que no muestran cambios y explique por qué no muestran cambio.

6-29. Obtenga la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado β_{dc}. Enumere las variables dependientes que disminuyen y explique por qué disminuyen.



V_{BB}	V_{CC}	R_B	R_C	β_{dc}
V_A : D1	V_A : C2	V_A : B1	V_A : E1	V_A : F1
V_B : E3	V_B : B1	V_B : C2	V_B : F3	V_B : B5
V_C : C6	V_C : A4	V_C : B4	V_C : B2	V_C : E6
V_D : E1	V_D : F5	V_D : F1	V_D : C4	V_D : E5
I_B : F5	I_B : E3	I_B : D3	I_B : E1	I_B : F1
I_C : A2	I_C : B5	I_C : E6	I_C : B1	I_C : D1
P_B : A4	P_B : B1	P_B : A5	P_B : E5	P_B : D6
P_C : D2	P_C : E3	P_C : F6	P_C : C3	P_C : D2
P_D : B4	P_D : A2	P_D : B2	P_D : D5	P_D : A2

	1	2	3	4	5	6
A	A	A	D	A	D	D
B	N	D	D	A	N	N
C	D	N	A	N	A	D
D	A	A	D	A	D	N
E	N	D	N	D	N	D
F	N	A	N	D	A	D

RESPUESTAS

Figura 6-19. Análisis de variables dependientes.

CAPÍTULO 7

Fundamentos de los transistores

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Saber por qué un circuito con polarización de base no es el más adecuado para trabajar en circuitos amplificadores.
- ➤ Identificar el punto de saturación y el punto de corte para un circuito con polarización de base.
- ➤ Calcular el punto Q para un circuito con polarización de base.
- ➤ Dibujar un circuito con polarización de emisor y explicar por qué funciona bien en circuitos amplificadores.
- ➤ Indicar cómo realizar pruebas a los transistores fuera y dentro de los circuitos.

VOCABULARIO

- circuito conmutador
- circuito conmutador transistorizado
- circuito de dos estados
- circuito de transistor amplificador
- corriente de base constante
- corriente de emisor constante
- factor de corrección
- fotodiodo
- fototransistor
- polarización de base
- polarización de emisor
- punto de corte
- punto *quiescent*
- recta de carga
- saturación
- saturación blanda
- saturación fuerte
- tensión base-emisor
- tensión de base
- tensión de colector
- tensión de emisor
- valor del circuito

Hay dos formas básicas de establecer el punto de trabajo de un transistor: polarización de base y polarización de emisor. La polarización de base produce un valor constante de la corriente de base, mientras que la polarización de emisor produce un valor constante de la corriente de emisor. La polarización de base es más útil en circuitos de conmutación, mientras que la polarización de emisor predomina en los circuitos amplificadores. Este capítulo expone la polarización de base, la polarización de emisor, los circuitos de conmutación y los circuitos optoelectrónicos.

7-1. VARIACIONES DE LA GANANCIA DE CORRIENTE

La ganancia de corriente de un transistor, β_{dc}, depende de tres factores: el transistor, la corriente de colector y la temperatura. Por ejemplo, cuando se reemplaza un transistor por otro del mismo tipo, normalmente cambia la ganancia de corriente. Del mismo modo, si la corriente de colector o la temperatura cambian, la ganancia de corriente cambiará.

❑ Peor y mejor caso

Por ejemplo, la hoja de características de un 2N3904 indica una h_{FE} mínima de 100 y una h_{FE} máxima de 300 cuando la temperatura es 25 °C y la corriente de colector es de 10 mA. Si se producen en serie miles de circuitos que usen el transistor 2N3904, se verá que algunos de los transistores tienen una ganancia de corriente de apenas 100 (peor caso), mientras que en otros la ganancia de corriente llega a ser hasta de 300 (mejor caso).

En la Figura 7-1 se muestra la curva de un 2N3904 para el peor caso (h_{FE} mínima). Fíjese en la curva del medio, la ganancia de corriente para la temperatura ambiente de 25 °C. Cuando la corriente de colector es de 10 mA, la ganancia de corriente es de 100, el peor caso para un 2N3904. (En el mejor caso, unos pocos 2N3904 tienen una ganancia de corriente de 300 a 10 mA y 25 °C).

❑ Efecto de la corriente y la temperatura

Cuando la temperatura es 25 °C (la curva del medio), la ganancia de corriente es 50 a 0,1 mA. A medida que la corriente se incrementa de 0,1 mA a 10 mA, h_{FE} aumenta a un máximo de 100. Después, disminuye a menos de 20 a 200 mA.

Nótese también el efecto de la temperatura. Cuando la temperatura disminuye la ganancia de corriente es menor (curva inferior). Por otro lado, cuando la temperatura aumenta, h_{FE} crece en casi todo el margen de valores de corriente (curva superior.)

❑ Idea principal

Como puede observar, reemplazar un transistor, cambiar la corriente de colector o cambiar la temperatura, puede producir grandes cambios en h_{FE} o β_{dc}. A una temperatura dada, es posible un cambio de 3:1 cuando se reemplaza un transistor. Cuando la temperatura varía, es posible un camio adicio-

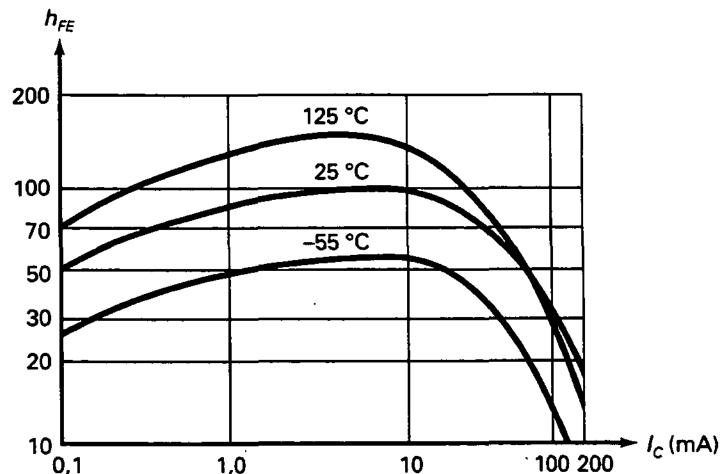


Figura 7-1. Variación de la ganancia de corriente.

nal de 3:1. Y cuando la corriente varía, es posible una variación mayor que 3:1. En resumen, el 2N3904 puede tener una ganancia de corriente menor que 10 a una mayor que 300. A causa de esto, cualquier diseño que dependa de un valor preciso de ganancia de corriente fallará en la producción en serie.

7-2. LA RECTA DE CARGA

La Figura 7-2*a* muestra la conexión EC expuesta en el capítulo 6. Dados los valores de R_B y β_{dc}, podemos calcular la corriente de colector I_C y la tensión de colector V_{CE} usando los métodos del capítulo anterior.

❑ Polarización de base

El circuito de la Figura 7-2*a* es un ejemplo de *polarización de base*, lo que significa establecer un valor constante para la *corriente de base*. Por ejemplo, si R_B es igual a 1 MΩ, la corriente de base es 14,3 μA (segunda aproximación). Incluso si se reemplaza el transistor o cambia la temperatura, la corriente de base permanece constante a aproximadamente 14,3 μA bajo todas las condiciones de funcionamiento.

Si $\beta_{dc} = 100$ en la Figura 7-2*a*, la corriente de colector es aproximadamente 1,43 mA y la tensión colector-emisor es:

$$V_{CE} = VV_{CC} - I_C R_C = 15 \text{ V} - (1{,}43 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10{,}7 \text{ V}$$

Por tanto, el punto quiescent o punto Q en la Figura 7-2 vale:

$$I_C = 1{,}43 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CE} = 10{,}7 \text{ V}$$

❑ Solución gráfica

También podemos encontrar el punto Q usando una solución gráfica basada en la *recta de carga* de un transistor, una gráfica de I_C *versus* V_{CE}. En la Figura 7-2*a*, la tensión colector-emisor viene dada por:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

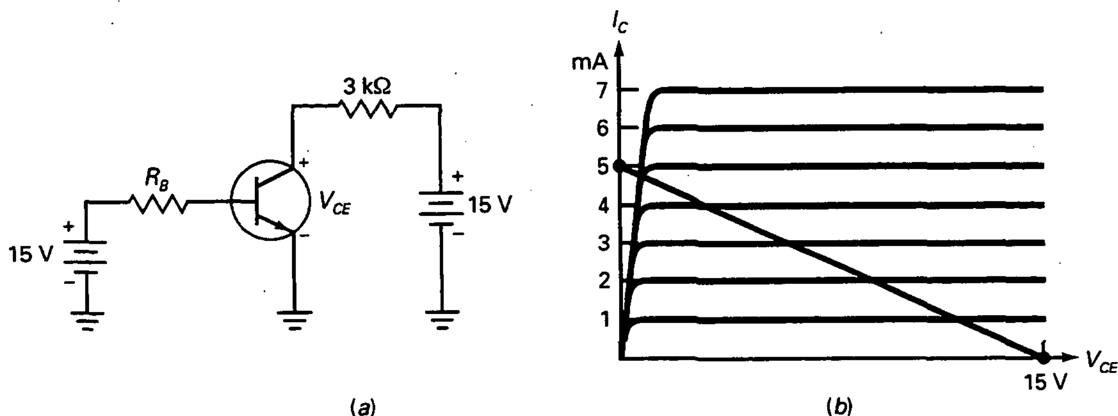


Figura 7-2. Polarización de base. *a*) Circuito; *b*) recta de carga.

Resolviendo para I_C nos da:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \tag{7-1}$$

Si representamos esta ecuación (I_C frente a V_{CE}) obtendremos una línea recta que se denomina *recta de carga* porque representa el efecto de la carga en I_C y V_{CE}.

Por ejemplo, sustituyendo los valores de la Figura 7-2*a* en la Ecuación 7-1, obtenemos:

$$I_C = \frac{15\ \text{V} - V_{CE}}{3\ \text{k}\Omega}$$

Ésta es una ecuación lineal, cuya gráfica es una línea recta. (*Nota*: Una ecuación lineal es aquella que se puede reducir a la forma estándar $y = mx + b$.) Si representamos la anterior ecuación sobre las curvas de salida, obtenemos la Figura 7-2*b*.

Los extremos de la recta de carga son los más fáciles de encontrar. Cuando $V_{CE} = 0$ en la ecuación de la recta de carga (la ecuación anterior),

$$I_C = \frac{15\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

Los valores, $I_C = 5$ mA y $V_{CE} = 0$, aparecen como el extremo superior de la recta de carga en la Figura 7-2*b*. Cuando $I_C = 0$, la ecuación de la recta de carga da:

$$0 = \frac{15\ \text{V} - V_{CE}}{3\ \text{k}\Omega}$$

o

$$V_{CE} = 15\ \text{V}$$

Las coordenadas, $I_C = 0$ y $V_{CE} = 15$ V, aparecen como el extremo inferior de la recta de carga en la Figura 7-2*b*.

❑ Resumen visual de todos los puntos de trabajo

¿Por qué es útil la recta de carga? Porque contiene todos los puntos de trabajo posibles para el circuito. Dicho de otra forma, cuando la resistencia de base cambia de cero a infinito, la corriente de colector y la tensión colector-emisor también cambian. Si se dibuja cada par de valores I_C y V_{CE}, lo que se obtiene es una serie de puntos de trabajo localizados sobre la recta de carga. Por tanto, dicha recta es un *resumen visual de todos los posibles puntos de trabajo del transistor*.

❑ El punto de saturación

Cuando la resistencia de base es demasiado pequeña, hay exceso de corriente de colector, y la tensión colector-emisor tiende a cero. En este caso, el

transistor se satura, lo que significa que la corriente de colector ha crecido hasta su valor máximo posible.

El punto de saturación es el punto en que la recta de carga corta a la zona de saturación de las curvas de salida (Fig. 7-2*b*). Como la tensión colector-emisor en saturación es muy pequeña, el punto de saturación es casi idéntico al extremo superior de la recta de carga. En lo sucesivo, tomaremos el punto de saturación como aproximadamente igual al extremo superior de la recta de carga, pero recordando siempre que esa aproximación implica un pequeño error.

El punto de saturación indica la máxima corriente de colector que es posible alcanzar en el circuito. En este ejemplo, la máxima corriente de colector posible en la Figura 7-3*a* es aproximadamente de 5 mA. A esta corriente, V_{CE} ha decrecido aproximadamente a cero.

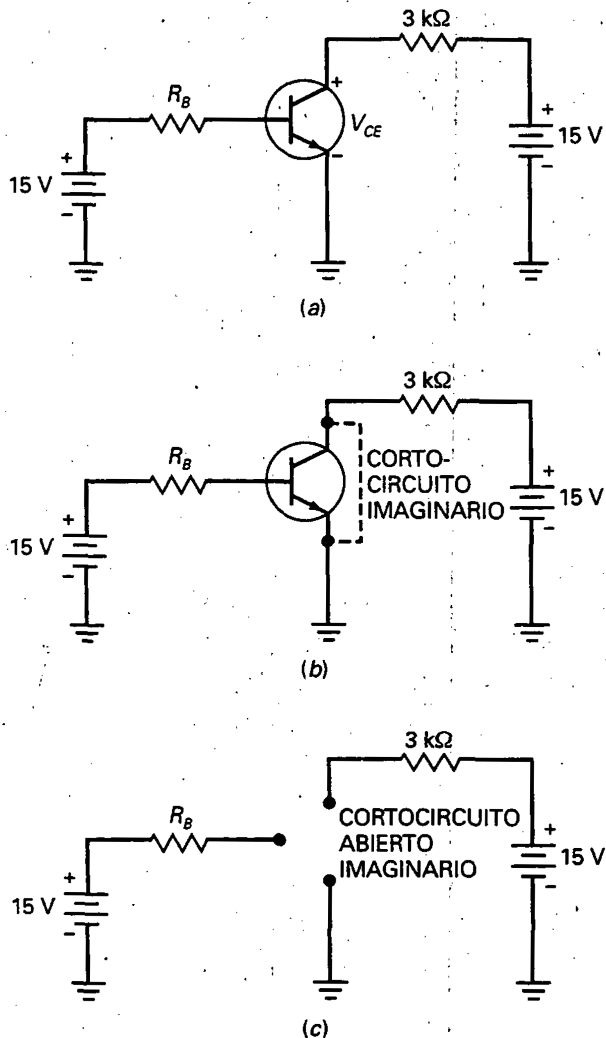


Figura 7-3. Encontrando los extremos de la recta de carga. *a*) Circuito; *b*) calculando la corriente de saturación de colector; *c*) calculando la tensión de corte colector-emisor.

Hay una forma fácil de hallar la corriente en el punto de saturación. Imagínese un cortocircuito entre el colector y el emisor en la Figura 7-3*b*; entonces, V_{CE} valdrá cero. Los 15 V de la fuente de colector aparecerán en la resistencia de 3 kΩ. Por tanto, la corriente en la resistencia de colector es:

$$I_C = \frac{15\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

Este método se puede aplicar a cualquier circuito con polarización de base.

A continuación se indica la fórmula que corresponde a los circuitos con polarización de base:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad (7\text{-}2)$$

Así se expresa que el valor de saturación de la corriente de colector es igual a la tensión de la fuente de polarización de colector dividida entre la resistencia de colector. Recuerde que es simplemente la ley de Ohm aplicada a la resistencia de colector. La Figura 7-3*b* permite recordar ésta ecuación.

❑ El punto de corte

El punto *de corte* es el punto en el que la recta de carga corta a la zona de corte de las curvas de salida en la Figura 7-2*b*. Como la corriente de colector en corte es muy pequeña, el punto de corte es casi idéntico al extremo inferior de la recta de carga. En lo sucesivo supondremos que el punto de corte es aproximadamente igual al extremo inferior de la recta de carga.

El punto de corte indica la máxima tensión colector-emisor que es posible alcanzar en el circuito. En la Figura 7-3*a*, la máxima tensión posible colector-emisor es aproximadamente 15 V, que es el valor de la fuente de tensión del colector.

Hay un procedimiento simple para hallar la tensión de corte. En el transistor de la Figura 7-3*a*, se visualiza un circuito abierto interno entre el colector y el emisor (Fig. 7-3*c*). Como no circula corriente en la resistencia de colector para esta situación de circuito abierto, los 15 V de la fuente de polarización de colector aparecerán entre los terminales del colector-emisor. Por tanto, la tensión colector emisor será igual a 15 V:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \qquad (7\text{-}3)$$

EJEMPLO 1-1

¿Cuáles son la corriente de saturación y la tensión de corte en la Figura 7-4*a*?

SOLUCIÓN

Imagínese el cortocircuito entre el colector y el emisor.

Entonces:

$$V_{C(sat)} = \frac{30\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

Después se representan los terminales colector-emisor abiertos. En este caso:

$$V_{CE(corte)} = 30\ \text{V}$$

EJEMPLO 7-2

Calcule los valores de saturación y corte para la Figura 7-4*b*. Dibuje las rectas de carga para este ejemplo y el anterior.

SOLUCIÓN

Con un cortocircuito imaginario entre el colector y el emisor:

$$I_{C(sat)} = \frac{9\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 3\ \text{mA}$$

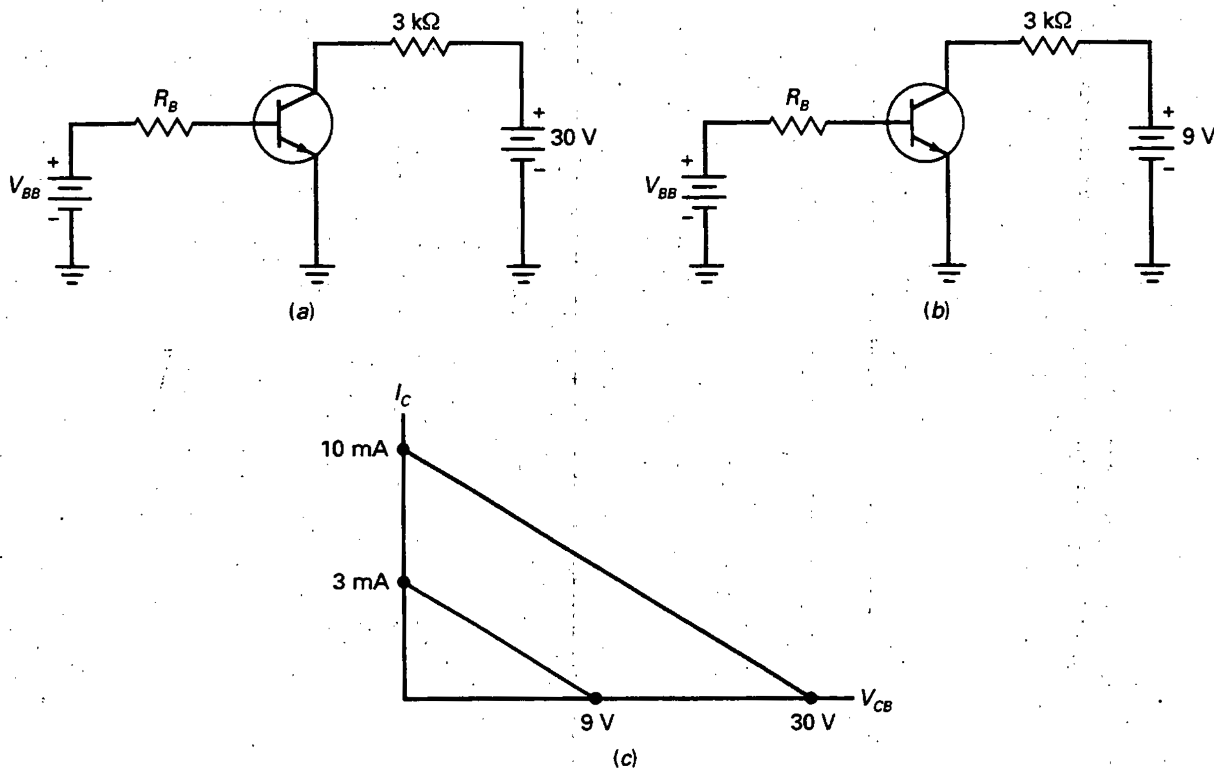


Figura 7-4. Rectas de carga para la misma resistencia de colector. *a*) Con la fuente de colector de 30 V; *b*) con la fuente de colector de 9 V; *c*) las rectas de carga tienen la misma pendiente.

Un circuito abierto imaginario entre el colector y el emisor da:

$$V_{CE(corte)} = 9\ V$$

La Figura 7-4*c* muestra las dos rectas de carga. Cambiar la tensión de alimentación de colector mientras se mantiene la misma resistencia de colector produce dos rectas de carga de la misma pendiente pero con diferentes valores de saturación y de corte.

EJEMPLO 7-3

¿Cuáles son la corriente de saturación y la tensión de corte en la Figura 7-5*a*?

SOLUCIÓN

La corriente de saturación es:

$$I_{C(sat)} = \frac{15\ V}{1\ k\Omega} = 15\ mA$$

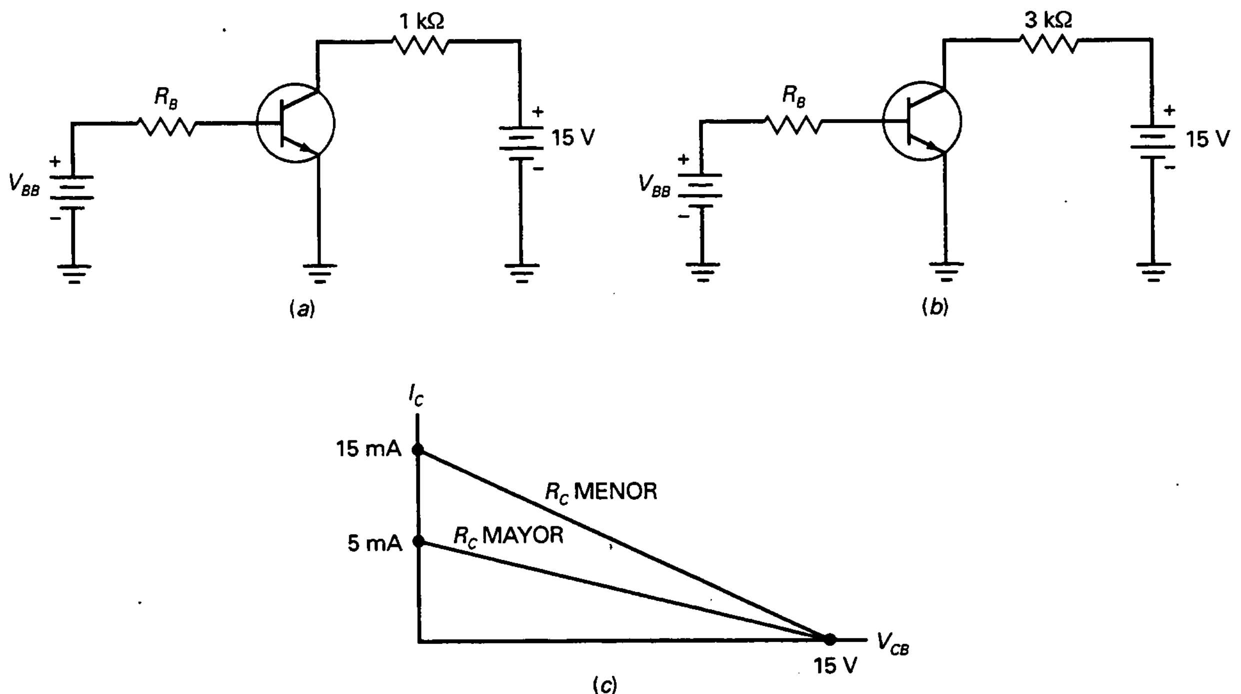


Figura 7-5. Rectas de carga para la misma corriente de colector. *a*) Con la resistencia de colector de 1 kΩ; *b*) con la resistencia de colector de 3 kΩ; *c*) menor R_C produce una pendiente más abrupta.

La tensión de corte vale:

$$V_{CE(corte)} = 15\ V$$

EJEMPLO 7-4

Calcule los valores de saturación y corte para la Figura 7-5*b*. Después, compare las rectas con las del ejemplo anterior.

SOLUCIÓN

Los cálculos son los siguientes:

$$I_{C(sat)} = \frac{15\ V}{3\ k\Omega} = 5\ mA$$

$$V_{CE(corte)} = 15\ V$$

La Figura 7-5*c* muestra las dos rectas de carga. Cambiar la resistencia de colector mientras se mantiene la misma tensión de fuente de colector produce dos rectas de carga de diferente pendiente pero con los mismos valores de corte. Note también que una resistencia de carga menor produce una mayor pendiente (más inclinada o cerca de la vertical). Esto sucede porque la pendiente de la recta de carga es igual al recíproco de la resistencia de carga:

$$\text{Pendiente} = \frac{1}{R_C}$$

7-3. EL PUNTO DE TRABAJO

Cada circuito con transistores tiene su propia recta de carga. Dado un circuito se pueden calcular la corriente de saturación y la tensión de corte. Estos valores se dibujan en los ejes vertical y horizontal, respectivamente, para trazar una recta a través de estos dos puntos para obtener la recta de carga.

❑ Determinación del punto *Q*

La Figura 7-6*a* muestra un circuito con polarización de base cuya resistencia de base es de 500 kΩ. La corriente de saturación y la tensión de corte se obtienen mediante el proceso indicado anteriormente. En primer lugar, se supone un cortocircuito entre los terminales colector-emisor. Entonces toda la tensión de la fuente de polarización de colector aparece en la resistencia de colector, lo que da una corriente de saturación de 5 mA. En segundo lugar, se imagina que los terminales colector-emisor están abiertos. En ese

caso no hay corriente, y toda la tensión de fuente aparece en los terminales colector-emisor, lo que da una tensión de corte de 15 V. Si se halla la corriente de saturación y la tensión de corte, se puede dibujar la recta de carga que se ve en la Figura 7-6*b*.

Para simplificar las cosas, supongamos por el momento que el transistor es ideal. Tal suposición implica que toda la tensión de la fuente de la base aparecerá entre los extremos de la resistencia de base. Por tanto, la corriente de base es:

$$I_B = \frac{15\ \text{V}}{500\ \text{k}\Omega} = 30\ \mu\text{A}$$

No podemos continuar si no disponemos de un valor para la ganancia de corriente. Supóngase que la ganancia de corriente de este transistor es de 100. Entonces la corriente de colector vale:

$$I_C = 100(30\ \mu\text{A}) = 3\ \text{mA}$$

Esta corriente, al circular por los 3 kΩ, produce una tensión de 9 V en la resistencia de colector. Cuando esta cifra se resta del valor de la fuente de tensión de colector, se obtiene la tensión colector-emisor del transistor. Los cálculos son éstos:

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (3\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{V}$$

Llevando a la gráfica las coordenadas 3 mA y 6 V (la corriente y la tensión de colector), se obtiene el punto de trabajo mostrado en la recta de carga de la Figura 7-6*b*. El punto de trabajo se indica mediante una *Q*, ya que (en inglés) a menudo se le llama *quiescent point*. (*Quiescent* significa quieto, inmóvil, en reposo.)

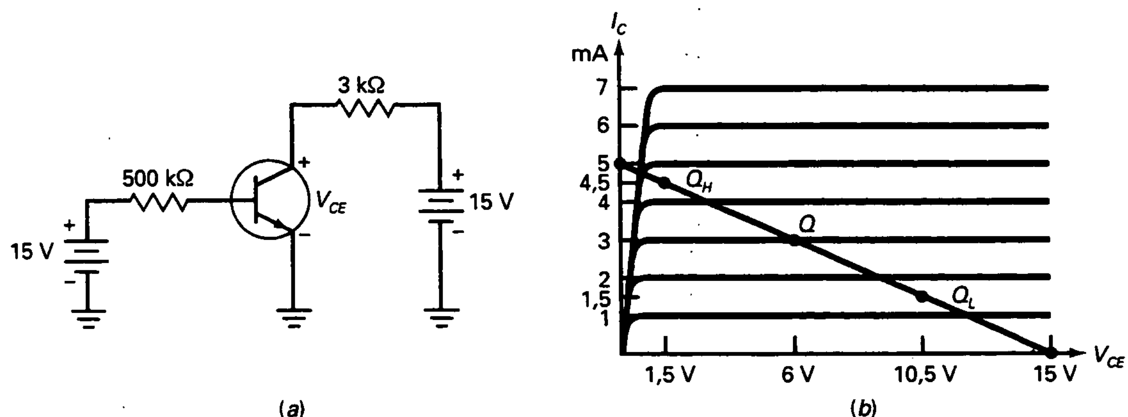


Figura 7-6. Cálculo del punto *Q*. *a*) Circuito; *b*) el cambio en la ganancia de corriente cambia el punto *Q*.

❑ ¿Por qué fluctúa el punto *Q*?

Se supuso una ganancia de corriente igual a 100. ¿Qué sucede si la ganancia de corriente es de 50? ¿Y si es de 150? Ante todo, la corriente de base no cambia porque en este circuito la ganancia de corriente no tiene efecto sobre la corriente de base. En teoría, la corriente de base es de 30 μA. Si la ganancia de corriente es de 50, entonces

$$I_C = 50(30\ \mu\text{A}) = 1{,}5\ \text{mA}$$

y la tensión colector-emisor vale

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (1{,}5\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 10{,}5\ \text{V}$$

Trazando los valores se obtiene el punto Q_L, que se ve en la Figura 7-6*b*.
Si la ganancia de corriente es de 150, entonces

$$I_C = 150(30\ \mu\text{A}) = 4{,}5\ \text{mA}$$

y la tensión colector-emisor es

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - (4{,}5\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 1{,}5\ \text{V}$$

Trazando estos valores se obtiene el punto Q_H, como se aprecia en la Figura 7-6*b*.

Los tres puntos *Q* de la Figura 7-6*b* ilustran lo sensible que es el punto de trabajo de un transistor con polarización de base a cambios en β_{dc}. Cuando la ganancia de corriente varía de 50 a 150, la corriente de colector cambia de 1,5 a 4,5 mA. Si los cambios en la ganancia de corriente fueran mucho mayores, el punto de trabajo puede llevar fácilmente a saturación o corte.

❑ Las fórmulas

Las fórmulas para calcular el punto *Q* son las siguientes:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad (7\text{-}4)$$

$$I_C = \beta_{dc} I_B \qquad (7\text{-}5)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \qquad (7\text{-}6)$$

EJEMPLO 7-5

Suponga que la resistencia de base en la Figura 7-6*a* aumenta a 1 MΩ. ¿Qué sucede con la tensión colector-emisor si β_{dc} vale 100?

SOLUCIÓN

Idealmente, la corriente de base disminuirá a 15 μA, la corriente de colector disminuirá a 1,5 mA y la tensión colector-emisor aumentará a:

$$V_{CE} = 15 - (1{,}5\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 10{,}5\ \text{V}$$

Haciendo uso de la segunda aproximación, la corriente de base disminuirá a 14,3 μA y la corriente de colector a 14,3 mA. Además, el nuevo valor de la tensión colector-emisor aumentaría a

$$V_{CE} = 15 - (1{,}43\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 10{,}7\ \text{V}$$

7-4. CÓMO RECONOCER LA SATURACIÓN

Hay dos tipos básicos de circuitos de transistores: *amplificadores* y *conmutadores*. Con los circuitos amplificadores, el punto Q debe permanecer en la zona activa bajo todas las condiciones de funcionamiento. Si no lo hace, la señal de salida se verá distorsionada en los picos, donde ocurren la saturación y el corte. Con los conmutadores, el punto Q normalmente conmuta entre saturación y corte. Cómo funcionan los circuitos conmutadores, qué hacen y por qué se usan se expondrá más adelante.

❑ Reducción al absurdo

Suponga que el transistor de la Figura 7-7*a* tiene una tensión de ruptura mayor que 20 V. Entonces sabemos que no está funcionando en la zona de ruptura. Además, podemos deducir por las tensiones de polarización que el transistor no está actuando en la zona de corte. Sin embargo, lo que no está tan claro es si el transistor está trabajando en la zona activa o en la de saturación. Debe estar haciéndolo en una de las dos regiones, pero ¿en cuál?

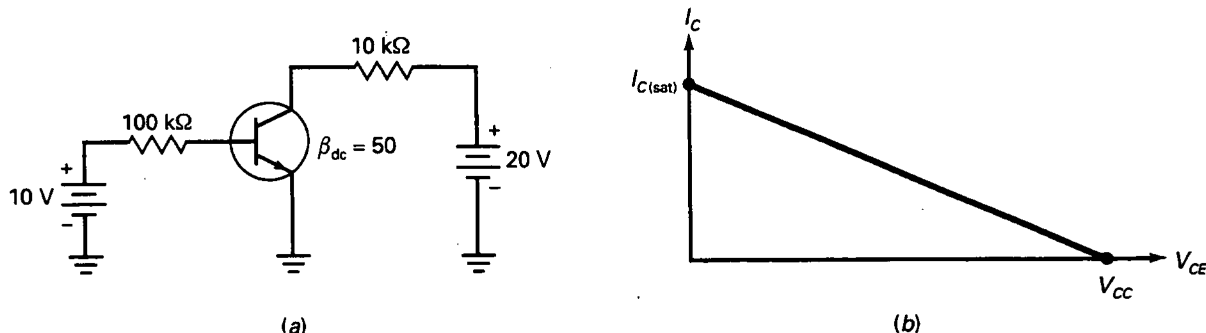


Figura 7-7. *a*) Circuito con polarización de base; *b*) recta de carga.

Las personas que detectan averías y los diseñadores suelen usar el siguiente método para saber si un transistor está funcionando en la zona activa o en la de saturación. Éstos son los pasos del método:

1. Se supone que el transistor funciona en la zona activa.
2. Se calculan las tensiones y corrientes.
3. Si algún resultado es absurdo, la suposición es falsa. Una respuesta absurda significa que el transistor está funcionando en la zona de saturación. En otro caso, el transistor trabaja en la zona activa.

❑ Método de la corriente de saturación

Por ejemplo, la Figura 7-7*a* muestra un circuito con polarización de base. Se comienza calculando la corriente de saturación:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{20\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 2\ \text{mA}$$

La corriente de base es, idealmente, 0,1 mA. Suponiendo una ganancia de corriente de 50, como se indica, la corriente del colector es:

$$I_C = 50(0{,}1\ \text{mA}) = 5\ \text{mA}$$

La respuesta es absurda porque la corriente de colector no puede ser mayor que la de saturación. Por tanto, el transistor no puede funcionar en la zona activa. Debe estar haciéndolo en la zona de saturación.

❑ Método de la tensión de colector

Se supone que se quiere calcular V_{CE} en la Figura 7-7*a*. Entonces se puede proceder de la siguiente forma: la corriente de base es, idealmente, 0,1 mA. Imaginando una ganancia de corriente de 50, como se indica, la corriente del colector es:

$$I_C = 50(0{,}1\ \text{mA}) = 5\ \text{mA}$$

Y la tensión colector-emisor vale:

$$V_{CE} = 20\ \text{V} - (5\ \text{mA})(10\ \text{k}\Omega) = -30\ \text{V}$$

Este resultado es absurdo, porque la tensión colector-emisor no puede ser negativa; así, el transistor no puede estar funcionando en la zona activa, por lo que debe estar haciéndolo en la zona de saturación.

❑ La ganancia de corriente es menor en la zona de saturación

Cuando se da la ganancia de corriente, casi siempre es para la zona activa. Así, por ejemplo, la ganancia de corriente en la Figura 7-7*a* es de 50, según

se indica, lo que quiere decir que la corriente de colector será 50 veces mayor que la corriente de base, suponiendo que el transistor funcione en la zona activa.

Cuando un transistor está saturado, la ganancia de corriente es menor que la que se da en la zona activa. La ganancia de corriente saturada se puede calcular como sigue:

$$\beta_{dc(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{I_B}$$

La ganancia de corriente de saturación para el circuito de la Figura 7-7 es:

$$\beta_{dc(sat)} = \frac{2 \text{ mA}}{0{,}1 \text{ mA}} = 20$$

❑ Saturación fuerte

Un diseñador que desea que un transistor funcione en la zona de saturación bajo todas las condiciones, elige a menudo una resistencia de base que produzca una ganancia de corriente en saturación igual a 10. A esto se le llama *saturación fuerte,* porque es una corriente de base más que suficiente para saturar el transistor. Por ejemplo, una resistencia de base de 50 kΩ en la Figura 7-7*a* producirá una ganancia de corriente de:

$$\beta_{dc} = \frac{2 \text{ mA}}{0{,}2 \text{ mA}} = 10$$

Para el transistor de la Figura 7-7*a* necesita sólo

$$I_B = \frac{2 \text{ mA}}{50} = 0{,}04 \text{ mA}$$

para saturar el transistor. Por tanto, una corriente de base de 0,2 mA hace funcionar al transistor en saturación.

¿Por qué un diseñador emplea la saturación fuerte? Recuérdese que la ganancia de corriente cambia con la corriente de colector, con las variaciones de temperatura y la sustitución del transistor. A fin de garantizar que el transistor no se salga de la saturación para corrientes de colector pequeñas, bajas temperaturas, etc., el diseñador emplea la saturación fuerte para asegurar la saturación del transistor en todas las condiciones de funcionamiento.

En adelante, *saturación fuerte* se referirá a cualquier diseño que tenga una ganancia de corriente en saturación aproximadamente igual a 10. *Saturación suave* se referirá a cualquier diseño que apenas ponga en saturación al transistor, es decir, en el que la ganancia de corriente en saturación sea sólo un poco menor que la ganancia de corriente en la zona activa.

❏ Cómo reconocer la saturación fuerte de un vistazo

He aquí cómo se puede saber rápidamente si un transistor está en saturación fuerte. A menudo, el valor de la fuente de polarización de la base y del colector son iguales: $V_{BB} = V_{CC}$. Cuando es así, el diseñador aplica la regla 10 : 1, que dice que hay que hacer la resistencia de base aproximadamente 10 veces mayor que la resistencia de colector.

La Figura 7-8*a* se dibujó aplicando la regla 10 : 1. De este modo, siempre que se vea un circuito con una relación 10 : 1 (R_B a R_C) puede esperarse que esté saturado.

EJEMPLO 7-6

Suponga que la resistencia de base en la Figura 7-7*a* se aumenta a 1 MΩ. ¿Sigue el transistor en saturación?

SOLUCIÓN

Suponga que el transistor está funcionando en la zona activa y vea si tal circunstancia produce una contradicción. Idealmente, la corriente de base es igual a 10 V dividido entre 1 MΩ, es decir, 10 μA. La corriente de colector es 50 multiplicado por 10 μA, o sea, 0,5 mA. Esta corriente produce 5 V en la resistencia de colector. Restó 5 a 20 V para obtener:

$$V_{CE} = 15\text{ V}$$

En este caso no hay contradicción. Si el transistor hubiera estado saturado, se habría alcanzado un número negativo o, a lo más, 0 V. Como logramos 15 V, sabemos que el transistor está funcionando en la zona activa.

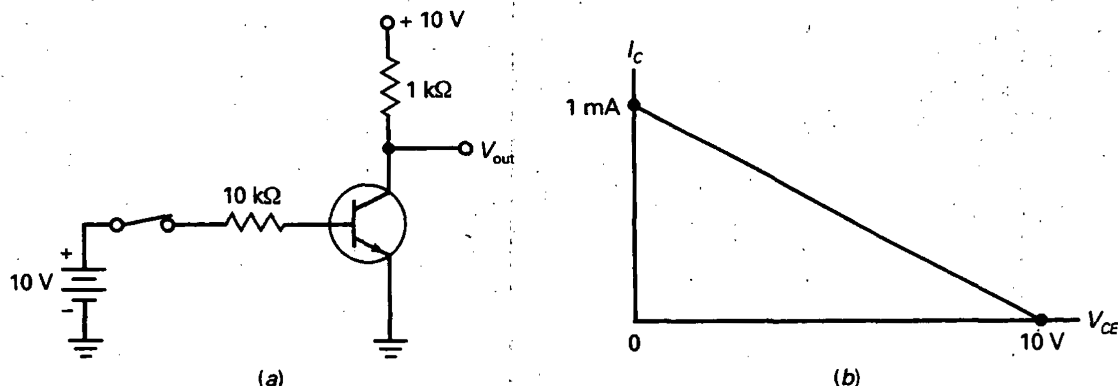


Figura 7-8. *a*) Saturación fuerte; *b*) recta de carga.

EJEMPLO 7-7

Suponga que la resistencia de colector en la Figura 7-7a disminuye a 5 kΩ. ¿Se mantiene el transistor en la zona de saturación?

SOLUCIÓN

Suponga que el transistor está funcionando en la zona activa e investigue si se produce por ella alguna contradicción. Podemos usar el mismo enfoque del Ejemplo 7-6; no obstante, para cambiar, intentémoslo con el segundo método.

Comencemos calculando el valor de saturación de la corriente de colector. Imaginemos un cortocircuito entre el colector y el emisor. Entonces se puede ver que habrá 20 V en la resistencia de 5 kΩ, lo que da una corriente de colector en saturación de

$$I_{C(sat)} = 4 \text{ mA}$$

Idealmente, la corriente de base es igual a 10 V dividido entre 100 kΩ, o sea, 0,1 mA. La corriente de colector es 50 veces 0,1 mA; es decir, 5 mA.

Hay una contradicción. La corriente de colector no puede ser mayor que 4 mA, ya que el transistor se satura cuando $I_C = 4$ mA. Lo único que puede cambiar en ese punto es la ganancia de corriente. La corriente de la base sigue siendo de 0,1 mA, pero la ganancia de corriente se reduce a

$$\beta_{dc(sat)} = \frac{4 \text{ mA}}{0{,}1 \text{ mA}} = 40$$

Este hecho refuerza la idea expuesta antes. Un transistor tiene dos ganancias de corriente: una en la zona activa y otra en la zona de saturación; esta última es igual o menor que la primera.

7-5. EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

La polarización de base es útil en los *circuitos digitales,* ya que, por lo general, estos circuitos se diseñan para funcionar en saturación y en corte. Por ello tienen una tensión de salida baja o alta; dicho con otras palabras: no se emplea ningún punto *Q* entre saturación y corte. Debido a este motivo, las variaciones en el punto *Q* no tienen importancia, pues el transistor se mantiene en saturación o en corte al cambiar la ganancia de corriente.

A continuación se dará un ejemplo de cómo se usa un circuito con polarización de base para conmutar (cambiar) entre saturación y corte. La Figura 7-8*a* muestra un ejemplo de un transistor en saturación fuerte. Consecuentemente, la tensión de salida es aproximadamente de 0 V, lo que implica que el punto *Q* se halla en un extremo superior de la recta de carga (Fig. 7-8*b*).

Cuando el conmutador se abre, la corriente de base se hace cero, por lo que la corriente de colector también se hace cero. Al no haber corriente en la resistencia de 1 kΩ, toda la tensión de la fuente de colector aparece entre los terminales colector-emisor. Por tanto, la tensión de salida crece hasta 10 V. Ahora el punto Q está en el extremo inferior de la recta de la carga (Fig. 7-8*b*).

El circuito sólo puede tener dos tensiones de salida: 0 V o +10 V. Así es como se puede reconocer un circuito digital: sólo tiene dos niveles de salida, bajo o alto. Los valores exactos de las dos tensiones de salida no son importantes, pero sí lo es que las tensiones se puedan diferenciar en su nivel bajo o alto.

A los circuitos digitales a menudo se les llama *circuitos de conmutación* porque su punto Q conmuta o cambia entre dos puntos de la recta de carga. En la mayor parte de los diseños esos dos puntos son el de saturación y el de corte. Otro nombre que también se acostumbra a darles es el de *circuitos de dos estados,* refiriéndose a las salidas a nivel alto y bajo.

EJEMPLO 7-8

La tensión de la fuente de colector en la Figura 7-8*a* se reduce a 5 V. ¿Cuáles son los dos valores de la tensión de salida? Si la tensión de saturación $V_{CE(sat)}$ es de 0,15 V y la corriente de fugas de colector I_{CEO} es de 50 nA, ¿qué dos valores de la tensión de salida posee?

SOLUCIÓN

El transistor conmuta entre la saturación y el corte. Idealmente, los dos valores de tensión de salida deberían ser 0 V y 5 V. El primero corresponde a la tensión en el transistor saturado y el segundo a la tensión en el transistor en corte.

Si se incluyen los efectos de la tensión de saturación y de la corriente de fugas de colector, las tensiones de salida deben ser 0,15 V y 5 V. La primera es la tensión en el transistor saturado, 0,15 V. La segunda es la tensión colector-emisor con 50 nA circulando por 1 kΩ:

$$V_{CE} = 5\ \text{V} - (50\ \text{nA})(1\ \text{k}\Omega) = 4{,}99995\ \text{V}$$

y que se redondea a 5 V.

A menos que sea un diseñador, es una pérdida de tiempo incluir la tensión de saturación y la corriente de fugas en los cálculos para los circuitos de conmutación. En éstos lo único que se requiere son dos tensiones diferentes entre sí, una a nivel bajo y otra a nivel alto. No importa si la tensión a nivel bajo es de 0, 0,1, 0,15 V, etc. De forma análoga, no molesta si la tensión a nivel alto es de 5, 4,9 o 4,5 V. Por lo general, lo único que interesa en el análisis de los circuitos de conmutación es que el nivel bajo se pueda distinguir del nivel alto.

7-6. POLARIZACIÓN DE EMISOR

Los circuitos digitales son el tipo de circuitos que se emplean en los ordenadores; en esta aplicación, la polarización de base y los circuitos derivados de ella son útiles. Pero cuando se trata de amplificadores se necesitan circuitos cuyos puntos Q sean inmunes a los cambios en la ganancia de corriente.

La Figura 7-9 muestra la *polarización de emisor*. Como se puede ver, la resistencia se ha cambiado del circuito de base al circuito emisor. Ese único cambio provoca una enorme diferencia. El punto Q para este nuevo circuito es ahora inamovible. Cuando la ganancia de corriente cambia de 50 a 150, el punto Q casi no se desplaza sobre la recta de carga.

❑ Idea básica

La fuente de polarización de la base se aplica ahora directamente a la base. Por tanto, un detector de averías hallará V_{BB} entre la base y la masa. El emisor ya no está puesto a tierra. Ahora la tensión de emisor es mayor que la de masa y está dada por

$$V_E = V_{BB} - V_{BE} \tag{7-7}$$

Si V_{BB} es 20 veces mayor que V_{BE}, la aproximación ideal será la adecuada. Si V_{BB} es 20 veces menor que V_{BE}, puede ser conveniente utilizar la segunda aproximación.

❑ Cómo hallar el punto *Q*

Analicemos el circuito con polarización de emisor de la Figura 7-10. La fuente de polarización de base es sólo de 5 V, por lo que emplearemos la segunda aproximación. La tensión entre la base y masa es de 5 V. De ahora en adelante nos referiremos a esta tensión base-masa simplemente como la *tensión de base*; o sea, V_B.

La tensión entre los terminales base-emisor es de 0,7 V. A esta tensión la llamaremos *tensión base-emisor*, o V_{BE}.

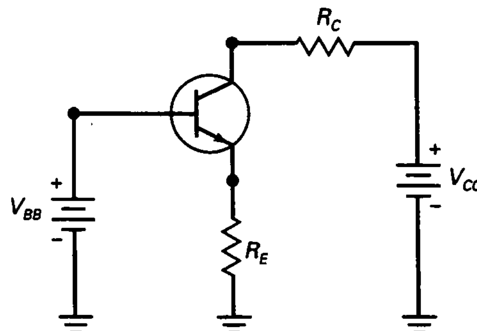


Figura 7-9. Polarización de emisor.

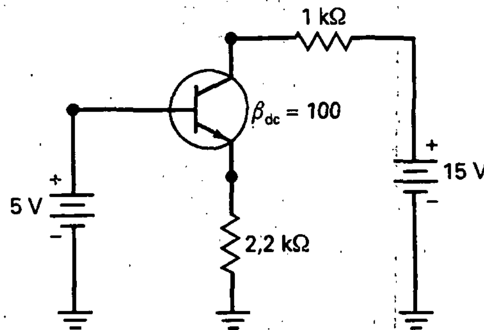


Figura 7-10. Encontrando el punto Q.

La tensión entre el emisor y masa será llamada *tensión de emisor*. Es igual a

$$V_E = 5\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 4{,}3\text{ V}$$

Dicha tensión está presente entre los extremos de la resistencia de emisor, por lo que se puede usar la ley de Ohm para calcular la corriente de emisor:

$$I_E = \frac{4{,}3\text{ V}}{2{,}2\text{ k}\Omega} = 1{,}95\text{ mA}$$

Esto supone que, en muy buena aproximación, la corriente de colector es de 1,95 mA. Cuando esta corriente de colector circula por la resistencia de colector, produce una caída de tensión de 1,95 V. Restando este valor de la tensión de la fuente de colector se obtiene la tensión entre el colector y masa:

$$V_C = 15\text{ V} - (1{,}95\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 13{,}1\text{ V}$$

De ahora en adelante, nos referiremos a esta tensión de colector a masa simplemente como *tensión de colector*.

Ésta es la tensión que un detector de averías mediría al probar un circuito transistorizado. Obsérvese que uno de los terminales del voltímetro se conectaría al colector, mientras que el otro terminal se conectaría a masa. Si se desea la tensión colector-emisor, hay que restar la tensión de emisor a la tensión de colector, como sigue:

$$V_{CE} = 13{,}1\text{ V} - 4{,}3\text{ V} = 8{,}8\text{ V}$$

Así, el circuito con polarización de emisor de la Figura 7-10 tiene un punto Q con estas coordenadas: $I_C = 1{,}95$ mA y $V_{CE} = 8{,}8$ V.

La tensión colector-emisor es la tensión empleada para dibujar las rectas de carga y para leer las hojas de características del transistor. Como fórmula:

$$V_{CE} = V_C - V_E \qquad (7\text{-}8)$$

❑ El circuito es inmune a los cambios de la ganancia de corriente

Ahora se verá dónde radica la importancia de la polarización de emisor. El punto *Q* de un circuito con polarización de emisor es inmune a los cambios de la ganancia de corriente. Examinando el proceso empleado para analizar el circuito se puede ver la razón de esta característica. Éstos son los pasos que se aplicaron anteriormente:

1. Obtener la tensión de emisor.
2. Calcular la corriente de emisor.
3. Hallar la tensión de colector.
4. Restar la tensión de emisor de la tensión de colector para obtener V_{CE}.

En ningún momento hubo necesidad de utilizar la ganancia de corriente en el proceso anterior. Como ésta no se emplea para calcular la corriente de emisor, la corriente de colector, etc., su valor exacto ya no es importante.

Al cambiar la resistencia del circuito de base al circuito de emisor, se obliga a que la tensión de la base a masa sea igual a la tensión de la fuente de base. Anteriormente, casi toda esta tensión aparecía en la resistencia de base, estableciendo una *corriente fija en la base*. Ahora, toda esta tensión de la fuente menos 0,7 V aparece en la resistencia de emisor, estableciendo una *corriente fija en el emisor.*

❑ Pequeño efecto de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente tiene un efecto muy pequeño sobre la corriente de colector. En todas las condiciones de funcionamiento las tres corrientes están relacionadas por la ecuación

$$I_E = I_C + I_B$$

que se puede reescribir como

$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta_{dc}}$$

Esta ecuación se resuelve para la corriente de colector, obteniéndose

$$I_C = \frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} I_E \qquad (7\text{-}9)$$

La cantidad que multiplica I_E recibe el nombre de *factor de corrección*, y es un indicador de cuánto difiere I_C de I_E. Si la ganancia de corriente es de 100, el factor de corrección vale

$$\frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} = \frac{100}{100 + 1} = 0,99$$

lo que quiere decir que la corriente de colector es igual al 99 por 100 de la corriente de emisor. Por tanto, se comete un error sólo del 1 por 100 si se ignora el factor de corrección y se dice que la corriente de colector es igual a la corriente de emisor.

EJEMPLO 7-9

¿Cuál es la tensión entre el colector y tierra en la Figura 7-11? ¿Y entre el colector y el emisor?

SOLUCIÓN

La tensión de base es de 5 V. La tensión de emisor es 0,7 V menor que ésta, es decir:

$$V_E = 5\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 4{,}3\text{ V}$$

Esta tensión está entre los extremos de la resistencia de emisor, que ahora es de 1 kΩ. Por tanto, la corriente de emisor es 4,3 V dividida entre 1 kΩ:

$$I_E = \frac{4{,}3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 4{,}3\text{ mA}$$

La corriente de colector es aproximadamente igual a 4,3 mA. Cuando esta corriente circula por la resistencia de colector (en este caso de 2 kΩ), produce una tensión de

$$I_C R_C = (4{,}3\text{ mA})(2\text{ k}\Omega) = 8{,}6\text{ V}$$

Si esta tensión se resta de la tensión de la fuente de colector se obtiene

$$V_C = 15\text{ V} - 8{,}6\text{ V} = 6{,}4\text{ V}$$

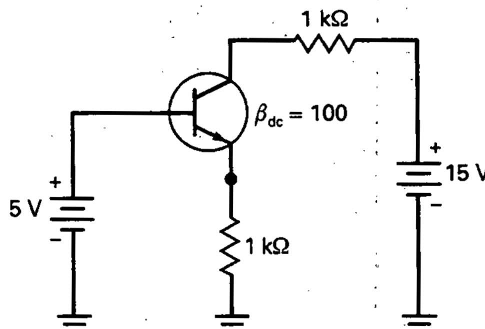


Figura 7-11. Ejemplo.

Recordemos que ésta es la tensión en el colector, es decir, la tensión entre el colector y masa. Si se estuviese detectando averías, ésta es la tensión que mediría.

Como ya se dijo, no se intenta conectar un voltímetro directamente entre el colector y el emisor porque con ello se podría poner el emisor en cortocircuito con la masa. Si lo que se quiere es saber el valor de V_{CE}, se debe medir la tensión colector a tierra, luego medir la tensión emisor a tierra y finalmente restarlos. En tal caso,

$$V_{CE} = 6{,}4\ \text{V} - 4{,}3\ \text{V} = 2{,}1\ \text{V}$$

7-7. EXCITADORES PARA LOS LED

En los apartados anteriores se ha visto que los circuitos con polarización de base establecen un valor fijo para la corriente de base y que los circuitos con polarización de emisor lo hacen para la corriente de emisor. Debido al problema de la ganancia de corriente, los circuitos con polarización de base, por lo común, se diseñan para conmutar entre la saturación y el corte, mientras que los que poseen polarización de emisor habitualmente se diseñan para funcionar en la zona activa.

En esta sección se verán dos circuitos que pueden ser utilizados como excitadores para los LED. El primer circuito emplea polarización de base, mientras que el segundo utiliza polarización de emisor. Esto dará la oportunidad de ver cómo funciona cada circuito en la misma aplicación.

❑ Transistor con polarización de base como excitador para el LED

En la Figura 7-12*a*, la corriente de base es cero, lo que significa que el transistor se halla en corte. Cuando se cierra el interruptor de dicha figura, el transistor entra en saturación fuerte. Imaginemos que hay un cortocircuito entre los terminales colector-emisor. Entonces la tensión de la fuente de colector (15 V) aparece entre la resistencia de 1,5 kΩ y el LED. Si se ignora la caída de tensión en el LED, idealmente la corriente de colector debe ser de 10 mA. Pero si se admite una caída de 2 V en el LED, entonces habrá 13 V en la resistencia de 1,5 kΩ y la corriente de colector será igual a 13 V dividido entre 1,5 kΩ; es decir, 8,67 mA.

Este circuito no plantea ningún problema. Constituye un buen excitador para los LED, ya que está diseñado para la saturación fuerte, en la cual la ganancia de corriente no es importante. Si se desea cambiar la corriente por el LED en este circuito, puede modificarse la resistencia de colector o bien el valor de la fuente de tensión de colector. La resistencia de base se considera 10 veces mayor que la resistencia de colector porque se desea que haya saturación fuerte cuando el interruptor esté cerrado.

❑ Transistor con polarización de emisor como excitador para el LED

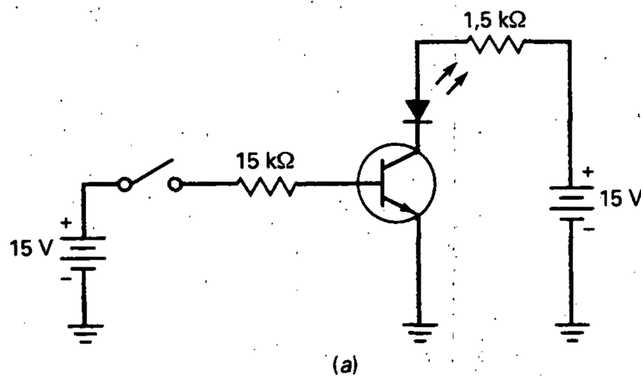
La corriente de emisor vale cero en la Figura 7-12*b*, lo que significa que el transistor está en corte. Cuando el interruptor de la Figura 7-12*b* se cierra,

el transistor entra en la zona activa. Idealmente, la tensión de emisor debe ser de 15 V, lo que representa una corriente de emisor de 10 mA. En tal caso, la caída de tensión en el LED no tiene ningún efecto, no importa si la tensión exacta en el LED es de 1,8, 2 o 2,5 V. Ésta es una ventaja del diseño de polarización de emisor con respecto al diseño de polarización de base. La corriente en el LED es independiente de su tensión. Otra ventaja es que el circuito no requiere una resistencia de colector.

El circuito con polarización de emisor en la Figura 7-12*b* funciona en la zona activa si el interruptor está cerrado. Para cambiar la corriente por el LED, puede modificarse el valor de la fuente de tensión de base o bien la resistencia de emisor. Por ejemplo, si se cambia la tensión de la fuente de base, la corriente del LED varía en proporción directa.

EJEMPLO 7-10

Se desea que la corriente por un LED sea aproximadamente de 25 mA, si el interruptor está cerrado, en la Figura 7-12*b*. ¿Cómo se puede lograr?



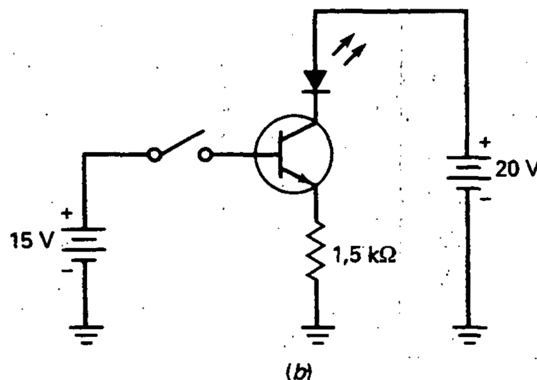


Figura 7-12. *a*) Polarización de base; *b*) polarización de emisor.

SOLUCIÓN

Una solución consiste en aumentar la fuente de base. Se desea que circulen 25 mA por la resistencia de emisor de 1,5 kΩ. La ley de Ohm indica que la tensión de emisor debe ser:

$$V_E = (25\ \text{mA})(1{,}5\ \text{k}\Omega) = 37{,}5\ \text{V}$$

Idealmente, $V_{BB} = 37{,}5$ V. En la segunda aproximación, $V_{BB} = 38{,}2$ V. Este valor es un poco elevado para las fuentes de alimentación típicas. Pero la solución es realizable si la aplicación particular permite esta elevada tensión en la fuente.

Una tensión de la fuente de 15 V es común en electrónica. Por tanto, una solución mejor en la mayor parte de las aplicaciones consiste en reducir la resistencia de emisor. En el caso ideal, la tensión de emisor debe ser de 15 V, deseando que circulen 25 mA en la resistencia de emisor. De nuevo hace su aparición la ley de Ohm:

$$R_E = \frac{15\ \text{V}}{25\ \text{mA}} = 600\ \Omega$$

El valor estándar más cercano con una tolerancia de 5 por 100 es 620 Ω. Si se emplea la segunda aproximación, la resistencia es:

$$R_E = \frac{14{,}3\ \text{V}}{25\ \text{mA}} = 572\ \Omega$$

El valor estándar más cercano es de 560 Ω.

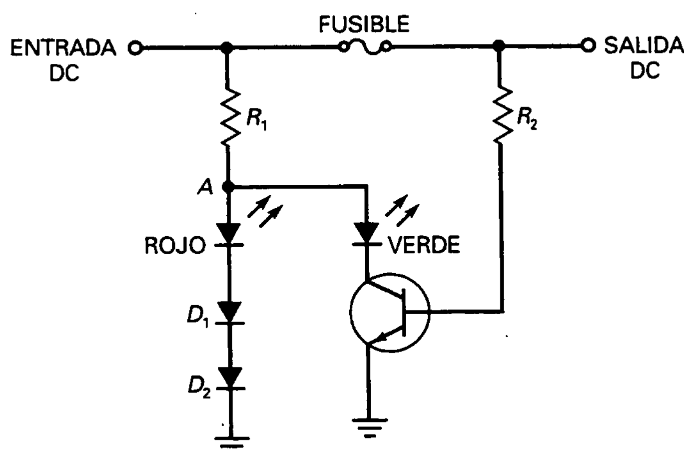


Figura 7-13. Excitador de LED con polarización de emisor.

EJEMPLO 7-11

¿Qué hace el circuito de la Figura 7-13?

SOLUCIÓN

Éste es un indicador de fusible fundido para una fuente de alimentación. Cuando el fusible está intacto, el transistor tiene polarización de base en saturación. Esto enciende el LED verde para indicar que todo está correcto. La tensión entre el punto *A* y masa es aproximadamente 2 V. Esta tensión no es suficiente para encender el LED rojo. Los dos diodos en serie (D_1 y D_2) previenen que el LED rojo se encienda porque requieren una caída de tensión de 1,4 V para conducir.

Cuando el fusible se quema, el transistor pasa a corte, encendiendo la luz roja. Después, la tensión del punto A se incrementa hasta la tensión de la fuente. Ahora hay suficiente tensión para activar los diodos en serie y encender el LED rojo para indicar un fusible fundido.

7-8. EL EFECTO DE PEQUEÑOS CAMBIOS

En capítulos anteriores se introdujo el análisis de variables dependientes, que sirve a cualquiera que desee entender los circuitos. Para el análisis de variables dependientes de la Figura 7-14, un cambio pequeño significa un cambio aproximado del 10 por 100 (la tolerancia de muchas resistencias).

Por ejemplo, la Figura 7-14 muestra un circuito con polarización de emisor con los valores siguientes:

$$V_{BB} = 2\ \text{V} \quad ; \quad V_{CC} = 15\ \text{V} \quad ; \quad R_E = 130\ \Omega \quad ; \quad R_C = 470\ \Omega$$

Éstas son las variables independientes del circuito (llamadas a menudo *valores del circuito*), ya que sus valores son independientes uno de otro.

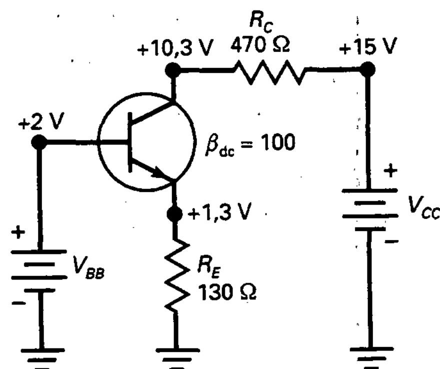


Figura 7-14. Análisis de variables dependientes.

Las tensiones y corrientes restantes son las que aparecen a continuación:

$V_E = 1{,}3$ V ; $V_C = 10{,}3$ V ; $I_B = 99$ μA ; $I_C = 9{,}9$ mA ; $I_E = 10$ mA

Cada una de ellas es una *variable dependiente* porque su valor puede modificarse cuando una de las variables independientes cambia. Si realmente se entiende cómo funciona un circuito, entonces se puede predecir si una variable dependiente aumenta, disminuye o se mantiene constante cuando alguna de las independientes aumenta.

Supóngase, por ejemplo, que V_{BB} aumenta aproximadamente en un 10 por 100 en la Figura 7-14. ¿El valor de V_C aumentará, disminuirá o se mantendrá constante? Disminuiría, debido a que un aumento en la tensión de la fuente de base hará que aumente la corriente de emisor, que se incremente la corriente de colector, que crezca la tensión en la resistencia de colector y que la tensión de colector disminuya.

En la Tabla 7-1 se resumen los efectos de pequeños cambios en las variables independientes de la Figura 7-14. Se ha empleado *A* para indicar aumento, *D* para disminución y *N* para no cambio (es decir, un cambio menor que el 1 por 100). Además, se ha utilizado la segunda aproximación. Estudiando esta tabla y preguntándose por qué ocurren los cambios, el lector puede profundizar en la comprensión del funcionamiento de este circuito.

7-9. DETECCIÓN DE AVERÍAS

En un transistor hay muchas cosas que pueden presentar problemas. Como contiene dos diodos, el hecho de exceder cualquiera de las tensiones de ruptura, las corrientes máximas o las limitaciones de potencia puede dañar uno o ambos diodos. Los fallos pueden incluir cortocircuitos, circuitos abiertos, grandes corrientes de fugas y un valor reducido de β_{dc}.

❑ Pruebas fuera del circuito

Una forma de probar los transistores es utilizar un óhmetro. Se puede comenzar midiendo la resistencia entre el colector y el emisor. Ésta deberá ser muy alta en ambas direcciones, ya que los diodos de colector y de emisor están contrapuestos en serie. Uno de los fallos más comunes es un cortocircuito entre el colector y el emisor, producido al excederse la limitación de

Tabla 7-1. Análisis de variables dependientes

	V_E	I_E	I_B	I_C	V_C	V_{CE}
V_{BB} aumenta	A	A	A	A	D	D
V_{CC} aumenta	N	N	N	N	A	A
R_E aumenta	N	D	D	D	A	A
R_C aumenta	N	N	N	N	D	D

potencia. Si se lee de cero a unos cuantos miles de ohmios en cualquiera de las dos direcciones, el transistor está en cortocircuito y debería reemplazarse.

Suponiendo que la resistencia colector-emisor sea muy alta en ambas direcciones (en megaohmios), entonces se pueden medir las resistencias directa e inversa del diodo colector (terminales base-colector) y del diodo emisor (terminales emisor-base). Lo que se debe obtener es una razón inversa/directa muy alta para los dos diodos, normalmente mayor que 1.000:1 (silicio). En caso contrario el transistor está defectuoso.

Incluso si el transistor pasa las pruebas del óhmetro podría tener algún fallo. Después de todo, con el óhmetro sólo se comprueba cada unión del transistor en condiciones de continua. Puede emplearse un trazador de curvas para detectar problemas más sutiles, *tales como una excesiva corriente* de fugas, una β_{dc} baja o una tensión de ruptura insuficiente. Existen comprobadores comerciales de transistores; con ellos se verifican la corriente de fugas, el valor de β_{dc} y otros valores.

❑ Pruebas dentro del circuito

Las pruebas más simples dentro de un circuito consisten en medir las tensiones del transistor con respecto a masa. Por ejemplo, medir la tensión V_C del colector y la tensión V_E del emisor es un buen comienzo. La diferencia $V_C - V_E$ debe ser mayor que 1 V pero menor que V_{CC}. Si la lectura es menor que 1 V, el transistor podría estar en cortocircuito. Si es igual a V_{CC}, podría estar abierto.

La prueba que se acaba de describir, en general, indica la presencia de un fallo en continua, si es que existe alguno. Muchas personas incluyen una prueba de V_{BE}, del modo que se explica a continuación: se mide la tensión V_B de base y la tensión V_E de emisor. La diferencia de estas lecturas es V_{BE}, que debe estar entre 0,6 y 0,7 V en transistores para pequeña señal funcionando en la zona activa. En transistores de potencia, V_{BE} puede ser de 1 V o más debido a la resistencia interna del diodo emisor. Si el valor de V_{BE} es menor que 0,6 V, el diodo emisor no tiene polarización directa. El fallo podría estar en el transistor o en los elementos de polarización.

Algunas personas incluyen una prueba de corte efectuada como sigue: los terminales base-emisor se ponen en cortocircuito mediante un puente. De esta forma se elimina la polarización directa del diodo emisor, lo que debe obligar al transistor a entrar en la zona de corte. La tensión colector a tierra debe ser igual a la tensión de fuente de polarización del colector. Si no sucede así, algo está fallando en el transistor o en el circuito.

❑ Tabla de fallos

Como se vio en el Capítulo 6, un componente en cortocircuito equivale a una resistencia cero y un componente abierto a una resistencia infinita. Por ejemplo, la resistencia de emisor puede estar en cortocircuito o abierta. Designemos estos estados como R_{ES} y R_{EO}, respectivamente. De forma análoga, la resistencia de colector puede estar en cortocircuito o abierta, lo que se simbolizará mediante R_{CS} y R_{CO}, respectivamente.

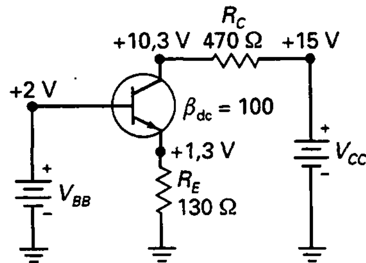


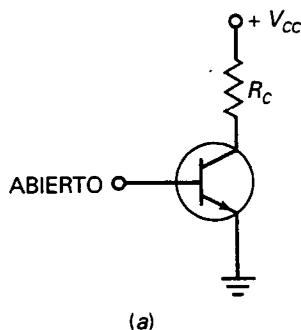
Figura 7-14. Análisis de variables dependientes.

Si un transistor tiene un defecto, pueden presentarse diversos problemas. Por ejemplo, uno o los dos diodos podrían tener un cortocircuito o un circuito abierto internos. Vamos a limitar el número de posibilidades a los defectos más comunes, que son: un cortocircuito colector-emisor (CES) representará los tres terminales en cortocircuito (base, colector y emisor), mientras que un circuito interno abierto colector-emisor (CEO) representa los tres terminales abiertos. Un circuito interno abierto base-emisor (BEO) significa que el diodo base-emisor está abierto, y un circuito interno abierto colector-base (CBO) significa que el diodo colector-base está abierto.

En la Tabla 7-2 se muestran algunas de las averías que podrían presentarse en un circuito como el de la Figura 7-14. Las tensiones se calcularon empleando la segunda aproximación. Si el circuito está funcionando normalmente, debe medirse una tensión de base de 2 V, una tensión de emisor de 1,3 V y una tensión de colector aproximadamente de 10,3 V. Si la resistencia de emisor estuviese en cortocircuito aparecerían +2 V en el diodo emisor. Esta tensión tan elevada destruiría el transistor y ocasionaría quizá un circuito abierto entre el colector y el emisor. En la Tabla 7-2 se indican este fallo R_{ES} y las tensiones asociadas a él.

Si la resistencia de emisor estuviese abierta, no habría corriente en el emisor. Además, la corriente de colector sería cero y la tensión de colector aumentaría a 15 V. En la Tabla 7-2 se muestran este fallo R_{EO} y sus tensiones. Continuando de esta manera, se pueden determinar todas las entradas restantes de la tabla.

Obsérvese la entrada cuando no hay V_{CC}. Es interesante hacer un comentario al respecto. Lo primero que podría pensarse es que la tensión de colector vale cero, ya que no hay tensión en la fuente de colector. Pero eso no es lo que se mediría con un voltímetro. Cuando se conecta un voltímetro entre el colector y la masa, la fuente de polarización de base establecerá una pequeña corriente continua a través del diodo colector que está en serie con el voltímetro. Como la tensión de base está fija en 2 V, la tensión de colector es 0,7 V menor que ésta. Por tanto, el voltímetro indicará 1,3 V entre el colector y masa. Es decir, el voltímetro cierra el circuito a masa, al actuar con una gran resistencia en serie con el diodo colector.



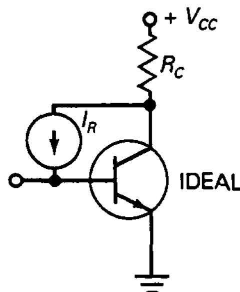


Figura 7-15. *a*) Transistor con la base abierta; *b*) circuito equivalente.

Tabla 7-2. Fallos y síntomas

Fallo	V_B, V	V_E, V	V_C, V	Comentarios
Ninguno	2	1,3	10,3	No hay problema
R_{ES}	2	0	15	Transistor quemado (CEO)
R_{EO}	2	1,3	15	No hay corriente de base o de colector
R_{CS}	2	1,3	15	
R_{CO}	2	1,3	1,3	
No hay V_{BB}	0	0	15	Verificar la fuente y las conexiones
No hay V_{CC}	2	1,3	1,3	Verificar la fuente y las conexiones
CES	2	2	2	Todos los terminales del transistor en cortocircuito
CEO	2	0	15	Todos los terminales del transistor abiertos
BEO	2	0	15	Diodo base-emisor abierto
CBO	2	1,3	15	Diodo base-colector abierto

7-10. MÁS DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS

Como se mencionó antes, un transistor con la base abierta tiene una pequeña corriente de colector formada por los portadores minoritarios producidos térmicamente y las fugas superficiales. Exponiendo la unión de colector a la luz se obtiene un fototransistor, que es un transistor que tiene más sensibilidad a la luz que un fotodiodo.

❑ Concepto básico acerca de los fototransistores

La Figura 7-15*a* (en página anterior) muestra un transistor con la base abierta. Como ya se ha dicho, en este circuito existe una pequeña corriente de colector. Olvidémonos de la corriente de fugas para concentrarnos en los portadores producidos térmicamente en el diodo colector. Imaginemos la corriente inversa generada por estos portadores como un generador de corriente ideal en paralelo con la unión colector-base de un transistor ideal (Fig. 7-15*b*).

Como la conexión de la base está abierta, toda la corriente inversa se ve obligada a entrar en la base del transistor. La corriente de colector que resulta es

$$I_{CEO} = \beta_{dc} I_R$$

donde I_R es la corriente inversa de portadores minoritarios. Esta ecuación dice que la corriente de colector es mayor que la corriente inversa original por un factor β_{dc}. El diodo colector es sensible tanto a la luz como al calor. En un fototransistor la luz pasa a través de una ventana e incide sobre la unión colector-base. Al aumentar la intensidad de la luz, I_R aumenta y, por consiguiente, I_{CEO}.

❑ Diferencias entre un fototransistor y un fotodiodo

La diferencia principal entre un fototransistor y un fotodiodo es la ganancia de corriente β_{dc}. La misma cantidad de luz incidente en ambos dispositivos produce β_{dc} veces más corriente en un fototransistor que en un fotodiodo. La mayor sensibilidad del fototransistor constituye una gran ventaja sobre el fotodiodo.

En la Figura 7-16*a* se muestra el símbolo de un fototransistor. Obsérvese que la base está abierta. Ésta es la forma normal de funcionamiento de un fototransistor. La sensibilidad se puede controlar mediante una resistencia variable en la base (Fig. 7-16*b*), pero la base normalmente se deja abierta para obtener la máxima sensibilidad a la luz.

El precio que se paga por un aumento en la sensibilidad es una menor rapidez. Un fototransistor es más sensible que un fotodiodo, pero no se puede activar y bloquear tan rápido como este último. Un fotodiodo tiene corrientes de salida del orden de microamperios y puede conmutar en cuestión de nanosegundos. Por otra parte, el fototransistor tiene corrientes de salida típicas del orden de miliamperios pero sus tiempos de conmutación son del orden de microsegundos.

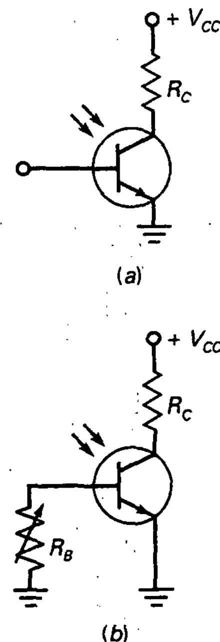


Figura 7-16. Fototransistor. *a)* La base abierta da sensibilidad máxima; *b)* una resistencia de base variable cambia la sensibilidad.

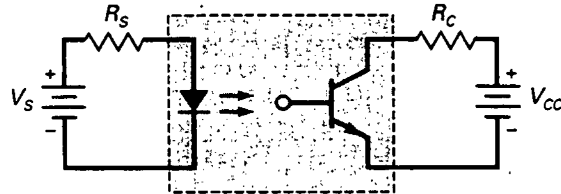


Figura 7-17. Optoacoplador con LED y fototransistor.

❑ Optoacoplador

En la Figura 7-17 se muestra un LED excitando un fototransistor. Se trata de un optoacoplador mucho más sensible que el de tipo LED discutido antes. La idea es sencilla. Cualquier cambio en V_S produce alteraciones en la corriente del LED, lo que hace que varíe la corriente del fototransistor. A su vez, tal variación produce una tensión variable en los terminales colector-emisor. Por tanto, hay una tensión de señal acoplada del circuito de entrada

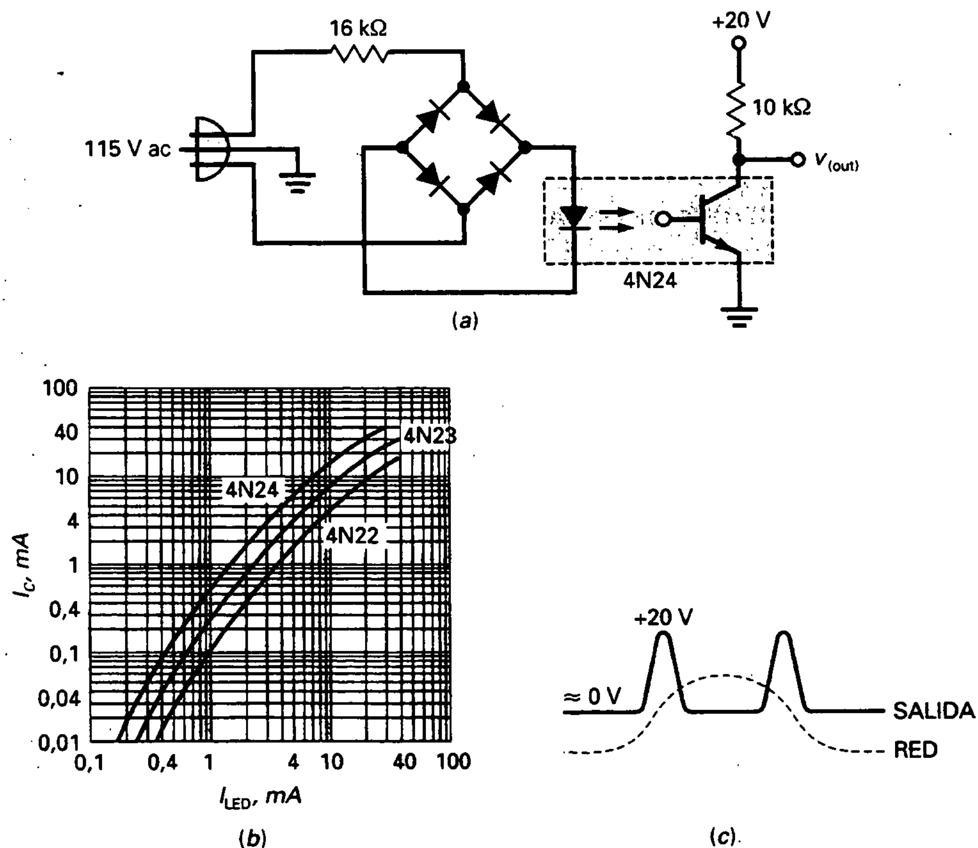


Figura 7-18. *a*) Detector de cruce por cero; *b*) curvas estáticas para el optoacoplador; *c*) salida del detector.

al circuito de salida. La gran ventaja de un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecer entre los circuitos de entrada y de salida.

Dicho de otra forma, el terminal común para el circuito de entrada no es el mismo que el terminal común para el circuito de salida. Por esta causa, no existe un camino de conducción entre los circuitos, lo que significa que se puede llevar a masa uno de los dos circuitos y dejar flotante el otro. Así, el circuito de entrada podría estar puesto a masa con el chasis del equipo, mientras que el común del lado de salida podría no estar puesto a masa.

❑ Un ejemplo

El optoacoplador 4N24 de la Figura 7-18*a* (en página anterior) aísla de la red eléctrica y detecta los cruces por cero de la tensión de red. La gráfica en la Figura 7-18*b* muestra cómo está relacionada la corriente de colector con la corriente del LED. A continuación veremos cómo calcular la tensión de pico de salida del optoacoplador.

El rectificador en puente hace que por el LED circule una corriente rectificada. Ignorando las caídas de tensión en los diodos, la corriente de pico del LED es

$$I_{\text{LED}} = \frac{1{,}414(115\text{ V})}{16\text{ k}\Omega} = 10{,}2\text{ mA}$$

El valor de la corriente de saturación del fototransistor es

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{20\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

En la Figura 7-18*b* se muestran las curvas estáticas de la corriente del fototransistor en función de la corriente del LED para tres optoacopladores distintos. En el 4N24 (curva superior), una corriente LED de 10,2 mA produce una corriente de colector aproximadamente de 15 mA si la resistencia de carga vale cero. En la Figura 7-18*a*, la corriente del fototransistor nunca llega a los 15 mA porque el fototransistor se satura a los 2 mA. En otras palabras, en el LED circula una corriente más que suficiente para producir la saturación. Como la corriente de pico del LED es de 10,2 mA, el transistor permanece saturado durante la mayor parte del ciclo. En ese momento, la tensión de salida es aproximadamente cero, como se puede ver en la Figura 7-18*c*.

Los cruces por cero ocurren cuando la tensión de red cambia de polaridad, de positivo pasa a negativo o a la inversa. En un cruce por cero, la corriente del LED cae a cero. En ese momento el fototransistor se convierte en un circuito abierto y la tensión de salida aumenta aproximadamente a 20 V, como se indica en la Figura 7-18*c*. Como se puede apreciar, la tensión de salida es casi cero durante la mayor parte del ciclo. En los cruces por cero, aumenta rápidamente a 20 V y a continuación disminuye a cero.

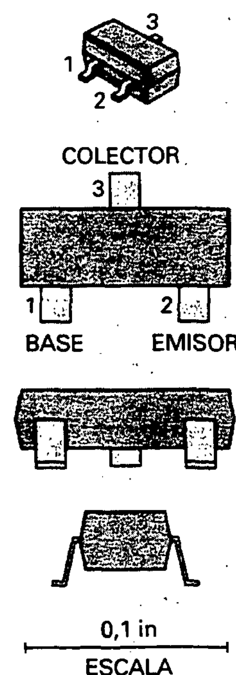


Figura 7-19. El encapsulado SOT-23 es adecuado para transistores SM con limitaciones de potencia menores de 1 W.

Un circuito como el de la Figura 7-18*a* es útil porque no requiere un transformador para obtener el aislamiento de la red. El optoacoplador es el que se encarga de esto. Además, el circuito detecta los cruces por cero, lo cual es conveniente en aplicaciones en que se quiere sincronizar otro circuito a la frecuencia de la tensión de red.

7-11. TRANSISTORES EN MONTAJE SUPERFICIAL

Los transistores en montaje superficial se encuentran normalmente en encapsulados simples de tres terminales en forma de ala de gaviota. El encapsulado SOT-23 es el menor de los dos, y se usa para transistores limitados al rango de los milivatios. El SOT-89 es el encapsulado más grande y se usa cuando la limitación de potencia es del orden de 1 W.

En la Figura 7-19 (en página anterior) se muestra un típico encapsulado SOT-23. Visto desde arriba, los terminales están numerados en el sentido contrario a las agujas del reloj, siendo el terminal 3 el que está sólo en un lado. La asignación de terminales está bastante bien estandarizada para transistores bipolares: 1 es la base, 2 el emisor y 3 es el colector. (La asignación habitual para los FET es: 1 es el drenador, 2 la fuente y 3 la puerta.)

El encapsulado SOT-89 está diseñado para disipar el calor generado por transistores que operan en el rango de 1 W. Este encapsulado tiene una mayor superficie que el SOT-23, lo que incrementa su habilidad para disipar calor. Algo de calor se disipa por la superficie superior y la mayor parte lo hace en los contactos entre el dispositivo y la placa del circuito al que se conecta. La característica especial de la cápsula del SOT-89, sin embargo, es la lengüeta extra del colector que se extiende en el lado opuesto a los terminales principales. La vista inferior de la Figura 7-20 muestra que los dos terminales de colector son eléctricamente idénticos.

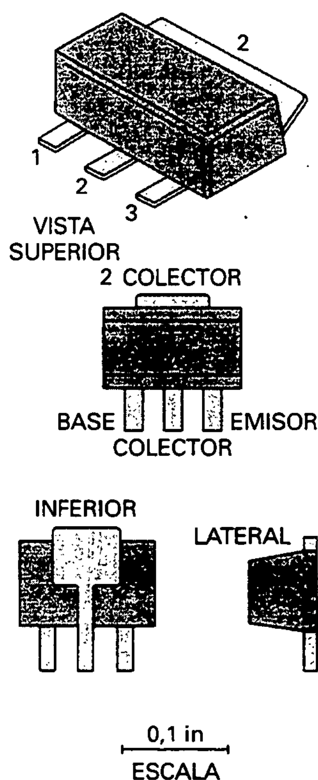


Figura 7-20. El encapsulado SOT-89 está diseñado para disipar el calor generado por los transistores que funcionan en el rango de 1 W.

Las asignaciones estándar de los terminales son diferentes para los encapsulados SOT-23 y SOT-89. Los tres terminales localizados en un extremo se numeran en secuencia, de izquierda a derecha viendo desde arriba. El terminal 1 es la base, 2 es el colector (eléctricamente idéntico a la lengüeta grande del extremo opuesto) y 3 es el emisor.

El encapsulado SOT-23 es demasiado pequeño para tener cualquier identificación de partes impresa en él. Normalmente, la única forma de determinar la identificación estándar consiste en ver el número de la parte impreso en la tarjeta y después consultar la lista de partes del circuito. Los encapsulados SOT-89 son suficientemente grandes para alojar códigos de identificación impresos, pero estos códigos raramente son códigos estándar. El procedimiento típico para aprender más acerca de un transistor en un encapsulado SOT-89 es igual que para las configuraciones de los más pequeños SOT-23.

Ocasionalmente un circuito usa encapsulados SOIC, que contienen múltiples transistores. El encapsulado SOIC recuerda a los encapsulados diminutos duales en línea que se usan normalmente para circuitos integrados y la antigua tecnología de tarjetas de circuitos de alimentación pasante. Los terminales en el SOIC, sin embargo, tienen la forma de ala de gaviota que se requiere en la tecnología de montaje superficial.

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 7-1. Variaciones en la ganancia de corriente

La ganancia de corriente de un transistor es una cantidad imprevisible. Debido a las tolerancias de fabricación, la ganancia de corriente de un transistor puede fluctuar en un intervalo de hasta 3:1 cuando se sustituye un transistor por otro del mismo tipo. Los cambios en la temperatura y en la corriente de colector producen variaciones adicionales en la ganancia en continua.

Sección 7-2. La recta de carga

La recta de carga en continua contiene todos los puntos posibles de trabajo para un circuito de transistor. El extremo superior de la recta de carga recibe el nombre de saturación y el extremo inferior se llama corte. El método para hallar la corriente de saturación consiste en pensar en un cortocircuito entre el colector y el emisor. El método para determinar la tensión de corte consiste en imaginar un circuito abierto entre el colector y el emisor.

Sección 7-3. El punto de trabajo

El punto de trabajo de un transistor se localiza sobre la recta de carga en continua. La ubicación exacta de este punto viene determinada por la corriente de colector y por la tensión colector-emisor. Con polarización de base, el punto Q se desplaza cada vez que cambia cualquiera de los valores del circuito.

Sección 7-4. Cómo reconocer la saturación

La idea consiste en suponer que el transistor *npn* está funcionando en la zona activa. Si esta suposición lleva a una contradicción (como una tensión colector-emisor negativa o una corriente de colector mayor que la corriente de saturación), entonces se sabe que el transistor está funcionando en la zona de saturación. Otra forma de reconocer la saturación es comparando la resistencia de base con la resistencia de colector. Si la relación de las resistencias es más o menos de 10:1, es probable que el transistor esté saturado.

Sección 7-5. El transistor en conmutación

La polarización de base se usa preferentemente cuando el transistor trabaja en conmutación. La conmutación se realiza entre el corte y la saturación. Este tipo de funcionamiento tiene aplicaciones útiles en los circuitos digitales. Otro nombre para los circuitos de conmutación es el de circuitos de dos estados.

Sección 7-6. Polarización de emisor

La polarización de emisor es prácticamente inmune a los cambios de la ganancia de corriente. El proceso para analizar la polarización de emisor consiste en hallar la tensión de emisor, la corriente de emisor, la tensión de colector y la tensión colector-emisor. Lo único que se necesita en este proceso es la ley de Ohm.

Sección 7-7. Excitadores para los LED

Para excitar un diodo LED se utiliza un transistor con polarización de base funcionando en las zonas de saturación y de corte para controlar la corriente en el LED. Para excitar un LED con polarización de emisor, el transistor funciona en la zona activa y en la zona de corte a fin de controlar la corriente por el LED.

Sección 7-8. El efecto de pequeños cambios

Tanto para quienes detectan averías como para los que diseñan es útil la capacidad de predecir la variación de una tensión o corriente dependientes cuando cambia uno de los valores del circuito. Si puede hacerlo, puede entender mejor lo que sucede en diferentes averías y puede analizar más fácilmente los circuitos.

Sección 7-9. Detección de averías

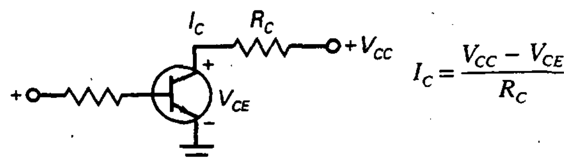
Se puede usar un óhmetro para comprobar un transistor. Los mejores resultados se obtienen si se hace con el transistor desconectado del circuito. Si el transistor aún se encuentra en el circuito y éste está encendido, entonces se pueden medir las tensiones del transistor, que son pistas para posibles fallos.

Sección 7-10. Más dispositivos optoelectrónicos

A causa de su β_{dc}, el fototransistor es más sensible a la luz que el fotodiodo. Combinado con un LED, el fototransistor nos da un optoacoplador más sensible. La desventaja con el fototransistor es que responde más lentamente a los cambios en la intensidad de la luz que un fotodiodo.

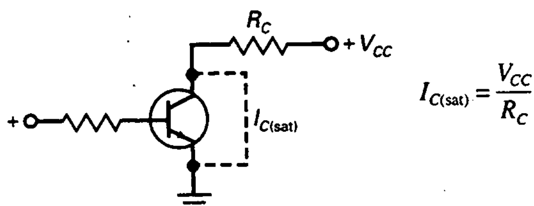
DERIVACIONES

(7-1) Análisis de la recta de carga:



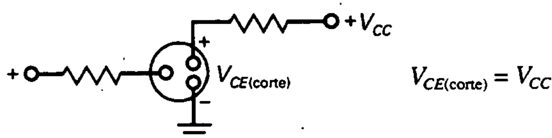
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

(7-2) Corriente de saturación (polarización de base):



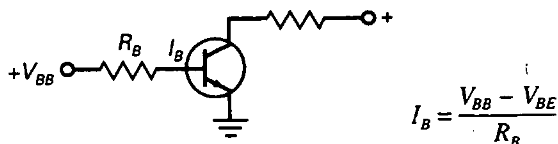
$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

(7-3) Tensión de corte (polarización de base):



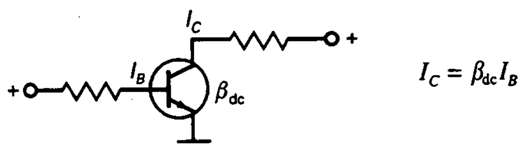
$$V_{CE(corte)} = V_{CC}$$

(7-4) Corriente de base:



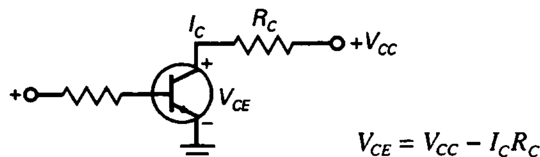
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

(7-5) Ganancia de corriente:



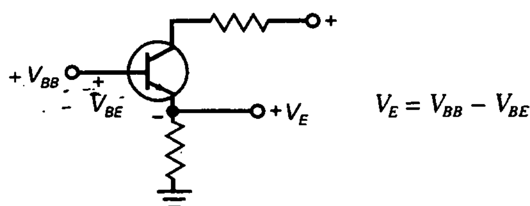
$$I_C = \beta_{dc} I_B$$

(7-6) Tensión colector-emisor:



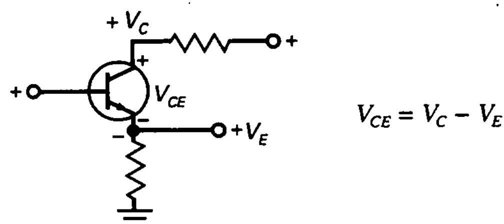
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

(7-7) Tensión de emisor:



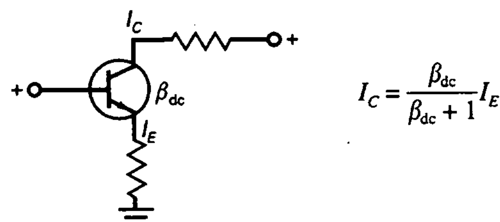
$$V_E = V_{BB} - V_{BE}$$

(7-8) Tensión colector-emisor:



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

(7-9) Insensibilidad de I_C con β_{dc}:



$$I_C = \frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} I_E$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. La ganancia de corriente de un transistor se define como la relación entre corriente de colector y
   - a) La corriente de base
   - b) La corriente de emisor
   - c) La corriente de la fuente de alimentación
   - d) La corriente de colector
2. La gráfica de la ganancia de corriente en función de la corriente de colector indica que la ganancia de corriente
   - a) Es constante
   - b) Varía un poco
   - c) Varía significativamente
   - d) Es igual a la corriente de colector dividida entre la corriente de base
3. Si la corriente de colector aumenta, ¿qué sucede con la ganancia de corriente?
   - a) Disminuye
   - b) No cambia
   - c) Aumenta
   - d) Cualquiera de las anteriores
4. Al aumentar la temperatura, la ganancia de corriente
   - a) Disminuye
   - b) No cambia

c) Aumenta
d) Puede ser cualquiera de las anteriores

5. Si la resistencia de base disminuye, la tensión de colector probablemente
a) Disminuya
b) No cambie
c) Aumente
d) Cualquiera de las opciones anteriores

6. Si la resistencia de base es muy pequeña, el transistor funcionará en la zona:
a) De corte
b) Activa
c) De saturación
d) De ruptura

7. Si se desprecia la resistencia interna del diodo colector, la tensión de saturación colector-emisor es
a) 0 V
b) Unas décimas de voltio
c) 1 V
d) Igual a la tensión de la fuente

8. Sobre una recta de carga se muestran tres puntos *Q* diferentes. El punto *Q* superior tiene:
a) Mínima ganancia de corriente
b) Ganancia de corriente intermedia
c) Máxima ganancia de corriente
d) La corriente de colector en corte

9. Si un transistor funciona en la parte central de la recta de carga, un aumento en la resistencia de base hará que el punto *Q* se mueva
a) Hacia abajo
b) Hacia arriba
c) A ningún otro sitio
d) Fuera de la recta de carga

10. Si el transistor funciona en la parte central de la recta de carga, un aumento en la ganancia de corriente hará que el punto *Q* se mueva:
a) Hacia abajo
b) Hacia arriba
c) A ningún otro sitio
d) Fuera de la recta de carga

11. Si la tensión de la fuente de base aumenta, el punto *Q* se mueve:
a) Hacia abajo
b) Hacia arriba
c) A ningún otro sitio
d) Fuera de la recta de carga

12. Suponga que la resistencia de base está abierta. Entonces el punto *Q* se halla
a) En la parte central de la recta de carga
b) En el extremo superior de la recta de carga
c) En el extremo inferior de la recta de carga
d) Fuera de la recta de carga

13. Si la tensión de la fuente de polarización de base se desconecta, la tensión colector-emisor será igual a
a) 0 V
b) 6 V
c) 10,5 V
d) La tensión de la fuente de colector

14. Si la resistencia de base está en cortocircuito, el transistor probablemente
a) Se saturará
b) Se pondrá en corte
c) Se destruirá
d) Ninguna de las anteriores

15. Si la resistencia de colector disminuye a cero en un circuito con polarización de base, la recta de carga será
a) Horizontal   c) Inútil
b) Vertical   d) Plana

16. La corriente de colector es de 10 mA. Si la ganancia de corriente es de 100, la corriente de base es
a) 1 μA   c) 100 μA
b) 10 μA   d) 1 mA

17. La corriente de base es de 50 μA. Si la ganancia de corriente es de 125, el valor de la corriente de colector es aproximadamente de
a) 40 μA   c) 1 mA
b) 500 μA   d) 6 mA

18. Si el punto *Q* se desplaza a lo largo de la recta de carga, la tensión aumenta cuando la corriente
a) Disminuye
b) No cambia
c) Aumenta
d) No sucede nada de lo anterior

19. Cuando no hay corriente de base en un transistor conmutador, la tensión de salida del transistor
a) Está a nivel bajo
b) Está a nivel alto
c) Es la misma
d) Es desconocida

20. Un circuito en el que la corriente de emisor es constante se llama
a) Polarización de base
b) Polarización de emisor
c) Polarización de transistor
d) Polarización con dos fuentes

21. El primer paso para el análisis de los circuitos con polarización de emisor consiste en determinar
a) La corriente de base
b) La tensión de emisor
c) La corriente de emisor
d) La corriente de colector

22. Si la ganancia de corriente es desconocida en un circuito con polarización de emisor, lo que no se puede calcular es
a) La tensión de emisor

b) La corriente de emisor
c) La corriente de colector
d) La corriente de base

23. Si la resistencia de emisor está abierta, la tensión de colector
a) Está a nivel bajo
b) Está a nivel alto
c) No cambia
d) Se desconoce

24. Si la resistencia de colector está abierta, la tensión de colector
a) Está a nivel bajo
b) Está a nivel alto
c) No cambia
d) Es desconocida

25. Si la ganancia de corriente aumenta de 50 a 300 en un circuito con polarización de emisor, entonces la corriente de colector
a) Se mantiene casi al mismo valor
b) Disminuye por un factor de 6
c) Aumenta por un factor de 6
d) Es cero

26. Si la resistencia de emisor disminuye, la tensión de colector:
a) Disminuye
b) Se mantiene al mismo valor
c) Aumenta
d) Hace que el transistor entre en la zona de ruptura

27. Si la resistencia de emisor disminuye
a) El punto Q sube a lo largo de la recta de carga
b) La corriente de colector disminuye
c) El punto Q permanece en el mismo lugar
d) La ganancia de corriente aumenta

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un circuito con polarización de base. Después dígame cómo calcular la tensión colector-emisor. ¿Por qué es fácil que este circuito falle en producción en serie si se necesita un valor preciso de ganancia de corriente?
2. Dibuje otro circuito con polarización de base. Dibuje la recta de carga para el circuito y dígame cómo calcular los puntos de saturación y corte. Comente los efectos producidos por cambiar la ganancia de corriente en la posición del punto Q.
3. ¿Cuál es la diferencia entre polarización de base y polarización de emisor? ¿En qué tipo de circuitos es útil cada uno?
4. Dibuje un circuito con polarización de emisor y dígame cómo funciona. ¿Qué le pasa a la corriente de colector cuando se sustituye el transistor o cambia la temperatura?
5. Dígame como probaría un transistor fuera del circuito. ¿Qué tipo de test puede hacer cuando el transistor está en el circuito con la alimentación conectada?
6. ¿Qué es un optoacoplador y cuáles son sus ventajas? Quiero ver un dibujo del dispositivo y una explicación de su funcionamiento.
7. ¿Qué efecto tiene la temperatura sobre la ganancia de corriente?
8. ¿Cuál es la principal aplicación de un circuito con polarización de base?
9. ¿Qué equipo de medida usa un técnico para una comprobación del transistor?
10. ¿Qué tipo de fallos puede detectar un trazador de curvas?
11. Dibuje un circuito con polarización de base. Ahora explique tres formas de saturar el circuito y muestre los valores.
12. Cuando se detectan averías de un circuito conmutador con un voltímetro, ¿cómo puede decir si el transistor está en corte o saturación?
13. ¿Qué transistor tenderá a saturar más con menos corriente de base: un transistor con una gran R_C o uno con una R_C pequeña?
14. Cuando un transistor con polarización de base se usa como conmutador, ¿qué es lo que hace el transistor?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 7-1. Variaciones de la ganancia de corriente

7-1. Vea la Figura 7-1. ¿Cuál es la ganancia de corriente de un 2N3904 si la corriente de colector es de 200 mA y la temperatura de la unión es de 25 °C?
7-2. Consulte la Figura 7-1. La temperatura de la unión es de 125 °C y la corriente de colector es de 0,1 mA. ¿Cuál es el valor de la ganancia de corriente?

Sección 7-2. La recta de carga

7-3. Dibuje la recta de carga para la Figura 7-21*a*. ¿Cuál es la corriente de colector en el punto de saturación? ¿Y la tensión colector-emisor en el punto de corte?
7-4. Si la fuente de tensión de colector se reduce a 10 V en la Figura 7-21*a*, ¿qué le sucede a la recta de carga?
7-5. Si la resistencia de colector se reduce a 1 kΩ en la Figura 7-21*a*, ¿qué le sucede a la recta de carga?
7-6. Si la resistencia de base en la Figura 7-21*a* se duplica, ¿qué le sucede a la recta de carga?

7-7. Dibuje la recta de carga para la Figura 7-21*b*. ¿Cuál es la corriente de colector en el punto de saturación? ¿Y la tensión colector-emisor en el punto de corte?

7-8. Si la tensión de la fuente de colector se duplica en la Figura 7-21*b*, ¿qué le sucede a la recta de carga?

7-9. Si la resistencia de colector aumenta a 1 kΩ en la Figura 7-21*b*, ¿qué le sucede a la recta de carga?

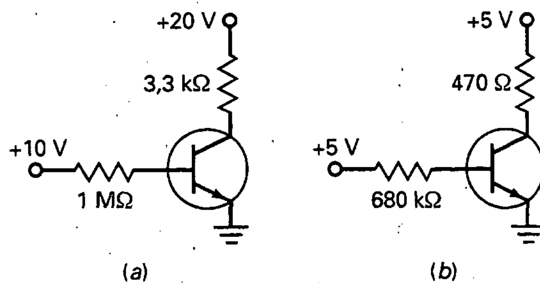


Figura 7-21

7-10. En la Figura 7-21*a*, ¿cuál es la tensión entre el colector y masa si la ganancia de corriente vale 100?

7-11. La ganancia de corriente fluctúa entre 25 y 300 en la Figura 7-21*a*. Cuál es el valor mínimo de la tensión de colector a masa? ¿Y el máximo?

7-12. Las resistencias en la Figura 7-21*a* tienen una tolerancia de ±5 por 100. Las tensiones de las fuentes tienen una tolerancia de ±10 por 100. Si la ganancia de corriente puede variar entre 50 y 150, ¿cuál es la mínima tensión posible de colector a masa? ¿Y la máxima?

7-13. En la Figura 7-21*b*, ¿cuál es la tensión entre el colector y masa si la ganancia de corriente vale 100?

7-14. La ganancia de corriente varía entre 25 y 300 en la Figura 7-21*b*. ¿Cuál es la tensión mínima de colector a masa? ¿Y la máxima?

7-15. Las resistencias en la Figura 7-21*b* tienen una tolerancia de ±5 por 100. Las tensiones de la fuente tienen una tolerancia de ±10 por 100. Si la ganancia de corriente puede variar de 50 a 150, ¿cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector a masa? ¿Y el valor máximo?

Sección 7-4. Cómo reconocer la saturación

7-16. En la Figura 7-21*a*, emplee los valores dados a menos que se indique otra cosa. Determine si el transistor está saturado para cada uno de estos casos:

a) R_B = 33 kΩ y h_{FE} = 100
b) V_{BB} = 5 V y h_{FE} = 200
c) R_C = 10 kΩ y h_{FE} = 50
d) V_{CC} =10 V y h_{FE} = 100

7-17. En la Figura 7-21*b* emplee los valores dados a menos que se indique lo contrario. Determine si el transistor está saturado para cada uno de estos casos:

a) R_B = 51 kΩ y h_{FE} = 100
b) V_{BB} = 10 V y h_{FE} = 500
c) R_C = 10 kΩ y h_{FE} = 100
d) V_{CC} =10 V y h_{FE} = 100

Sección 7-5. El transistor en conmutación

7-18. La resistencia de 680 kΩ en la Figura 7-21*b* se sustituye por otra de 4,7 kΩ y un interruptor en serie. Suponiendo que el transistor es ideal, ¿cuál es la tensión de colector si el interruptor está abierto? ¿Cuál es la tensión de colector si el interruptor está cerrado?

7-19. Repita el Problema 7-18, pero usando $V_{CE(sat)}$ = = 0,2 e I_{CEO} = 100 nA.

Sección 7-6. Polarización de emisor

7-20. ¿Cuál es la tensión de colector en la Figura 7-22*a*? ¿Y la tensión de emisor?

7-21. Si la resistencia de emisor se duplica en la Figura 7-22*a*, ¿cuál es la tensión colector-emisor?

7-22. Si la tensión de la fuente de colector disminuyese a 15 V en la Figura 7-22*a*, ¿cuál es la tensión de colector?

7-23. ¿Cuál es la tensión de colector en la Figura 7-22*b* si V_{BB} = 2 V?

7-24. Si la resistencia de emisor se duplica en la Figura 7-22*b*, ¿cuál es la tensión colector-emisor para una tensión de la fuente de base de 2,3 V?

7-25. Si la tensión de la fuente de colector aumenta a 15 V en la Figura 7-22*b*, ¿cuál es la tensión colector-emisor para V_{BB} = 1,8 V?

Sección 7-7. Excitadores para los LED

7-26. Si la tensión de la fuente de base es de 2 V en la Figura 7-22*c*, ¿cuál es el valor de la corriente por el LED?

7-27. Si V_{BB} = 1,8 V en la Figura 7-22*c*, ¿cuál es el valor de la corriente por el LED? ¿Y el valor aproximado de la tensión de colector?

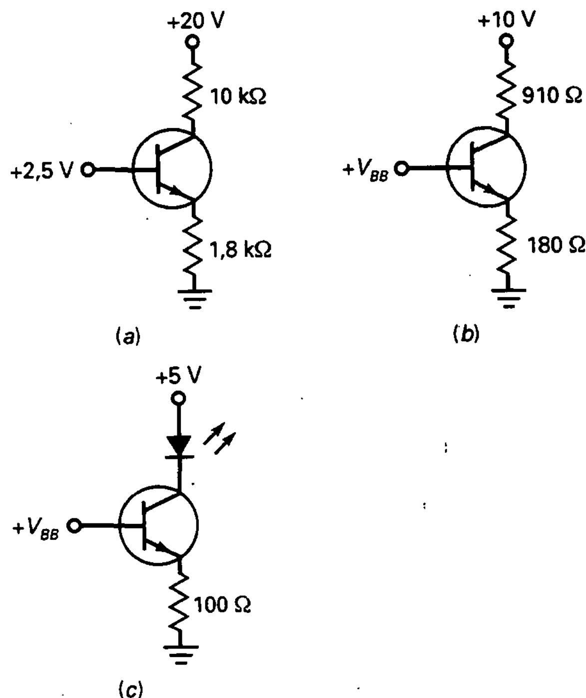


Figura 7-22

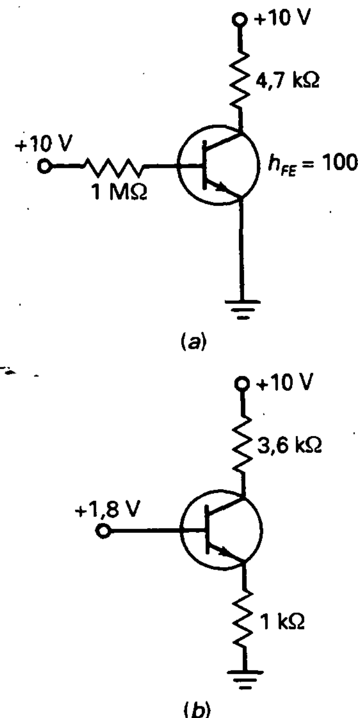


Figura 7-23

Sección 7-8. El efecto de pequeños cambios

Utilice las letras A (aumenta), D (disminuye y N (no cambia) para sus respuestas a los problemas siguientes.

7-28. El valor de la fuente de tensión de base en la Figura 7-23*a* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-29. La resistencia de base en la Figura 7-23*a* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-30. La resistencia de colector en la Figura 7-23*a* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-31. La tensión de la fuente de colector en la Figura 7-23*a* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-32. La tensión de la fuente de base en la Figura 7-23*b* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-33. La resistencia de emisor aumenta en un 10 por 100 en la Figura 7-23*b*. ¿Qué sucede con la corriente de emisor, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-34. La resistencia de colector en la Figura 7-23*b* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de emisor, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-35. La tensión de la fuente de colector en la Figura 7-23*b* aumenta en un 10 por 100. ¿Qué sucede con la corriente de emisor, la corriente de colector y la tensión de colector?

Sección 7-9. Detección de averías

7-36. Un voltímetro indica 10 V en el colector de la Figura 7-23*a*. ¿Cuáles son algunos de los fallos que podría ocasionar esta lectura tan elevada?

7-37. ¿Qué pasa si la masa del emisor está desconectada en la Figura 7-23*a*? ¿Cuál será la lectura de un voltímetro para la tensión de base? ¿Y para la tensión de colector?

7-38. Un voltímetro mide una tensión muy baja en el colector en la Figura 7-23*a*. ¿Cuáles son algunos de los fallos posibles?

7-39. Un voltímetro mide 10 V en el colector en a la Figura 7-23*b*. ¿Cuáles son algunos de los fallos que podría causar esta tensión tan elevada?

7-40. ¿Qué pasaría si la resistencia de emisor estuviese abierta en la Figura 7-23*b*? ¿Qué lectura daría un voltímetro para la tensión de base? ¿Y para la tensión de colector?

7-41. Un voltímetro indica 1,1 V en el colector en la Figura 7-23*b*. ¿Cuáles son algunos fallos posibles?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

7-42. Suponga conectado el circuito de la Figura 7-23*a* y que *está funcionando normalmente*. Ahora su trabajo consiste en destruir el transistor; es decir, se le está pidiendo que halle las formas en las que podría llevarlo a cabo. ¿Qué intentaría hacer?

7-43. Un estudiante del primer año de electrónica inventa un nuevo circuito. Funciona muy bien cuando la ganancia de corriente está entre 90 y 110; fuera de este intervalo, falla. El estudiante planea producir en serie el circuito seleccionando uno por uno los transistores 2N3904 que tengan la ganancia de corriente adecuada. El estudiante le pide ayuda. ¿Cuáles son los consejos que podría darle?

7-44. Un estudiante jura que puede fabricar un circuito de polarización de base cuya recta de carga no es una línea recta. Apuesta una gran cantidad de dinero a que lo puede hacer. ¿Aceptaría el lector la apuesta? Explique su respuesta.

7-45. Un estudiante desea medir la tensión colector-emisor en la Figura 7-23*b* y, en consecuencia, conecta un voltímetro entre el colector y el emisor. ¿Cuál será la lectura que le da el voltímetro? (*Nota*: Hay varias respuestas correctas.)

7-46. ¿Cuál es la corriente de colector en la Figura 7-24*a*?

7-47. En la Figura 7-24*a*, el primer transistor tiene una ganancia de corriente de 100, mientras que la ganancia de corriente del segundo transistor es de 50. ¿Cuál es la corriente de base en el primer transistor?

7-48. ¿Qué corriente circula por el LED de la Figura 7-24*b* si $V_{BB} = 0$? ¿Y si $V_{BB} = 10$ V?

7-49. El diodo zener en la Figura 7-24*b* se sustituye por un 1N748. ¿Cuánto vale la corriente por el LED si $V_{BB} = 0$?

7-50. ¿Cuál es el máximo valor posible de la corriente en la resistencia de 2 kΩ de la Figura 7-25*a*?

7-51. La Figura 7-25*b* se aplica al 4N33 de la Figura 7-25*a*. Si la tensión en la resistencia de 2 kΩ es de 2 V, ¿cuál es el valor de V_{BB}?

7-52. En la Figura 7-25*a* el LED está abierto, y V_{BB} = 3 V. Se conecta un voltímetro entre el colector del 2N3904 y tierra. ¿Cuál es la lectura del voltímetro?

7-53. Un voltímetro tiene una sensibilidad de 20.000 Ω/V. El voltímetro se conecta entre el colector y tierra en la Figura 7-21*a*. Si la resistencia de 3,3 kΩ está abierta, ¿qué lectura da el voltímetro en su rango de 50 V?

ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

Emplee la Figura 7-26 en los problemas restantes. Suponga aumentos aproximados del 10 por 100 en cada variable independiente y utilice la segunda aproximación del transistor. Si el cambio en una variable dependiente es tan pequeño que sería difícil detectarlo, la respuesta en ese caso debe ser una N (no hay cambio). Por ejemplo, es muy probable que fuese difícil medir un cambio menor que un 1 por 100. Para un detector de fallos, un cambio como éste es como si prácticamente no existiera ninguno.

7-54. Trate de hallar la respuesta de cada una de las variables dependientes en el cuadro titulado V_{BB}. Verifique sus contestaciones. Luego conteste la pregunta siguiente tan simple y claramente como le sea posible. ¿Qué efecto tiene un aumento sde la tensión de la fuente de base sobre las variables dependientes del circuito?

7-55. Obtenga la respuesta de cada una de las variables dependientes en el cuadro titulado V_{CC}. Verifique sus contestaciones. Luego, con una o dos frases, haga un resumen de los resultados.

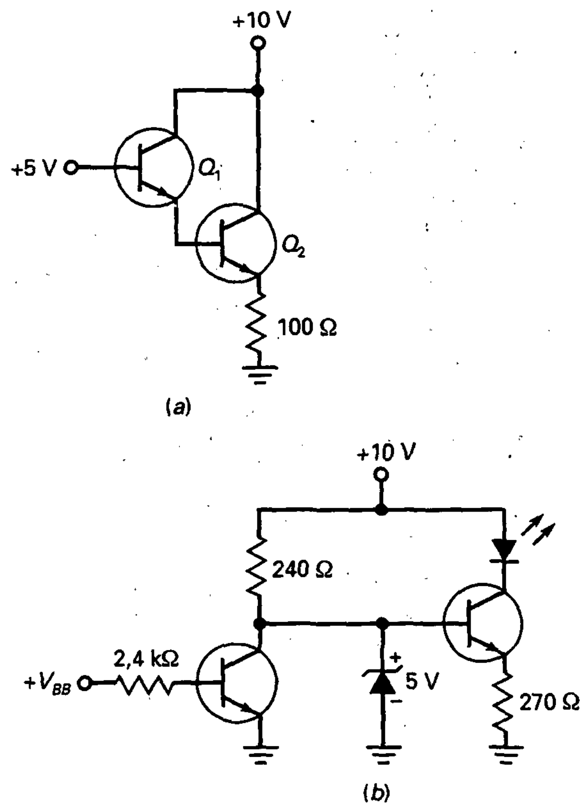
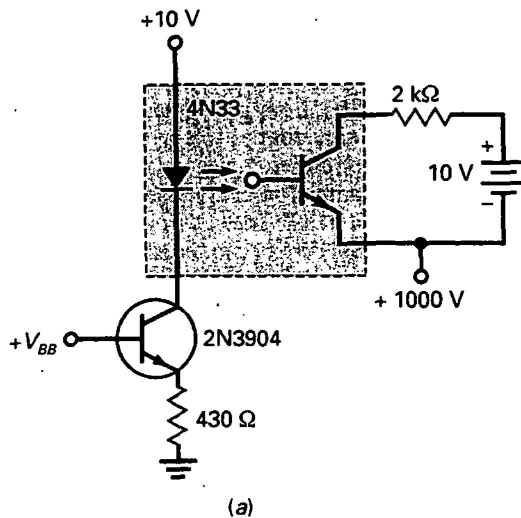


Figura 7-24



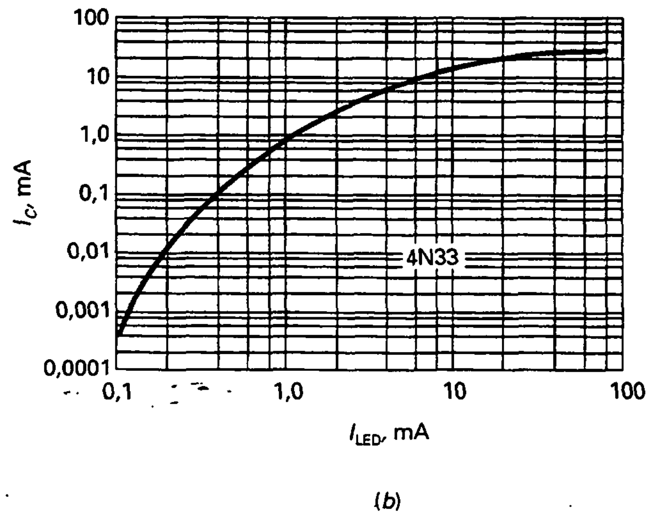
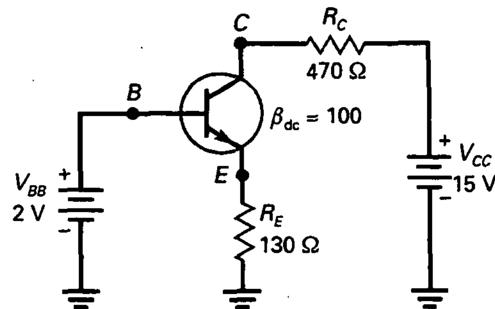


Figura 7-25

7-56. Halle la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_E. Verifique sus contestaciones. Enumere las variables dependientes que disminuyen. Explique por qué disminuyen empleando la ley de Ohm u otros conceptos básicos.

7-57. Deduzca la respuesta de cada una de las variables dependientes del cuadro titulado R_C. Enumere las variables que permanecen sin cambio y explique por qué no muestran cambios.



OK	T1	T2	T3
V_B : C2	V_B : A2	V_B : E1	V_B : D5
V_E : E5	V_E : D5	V_E : A2	V_E : B4
V_C : D4	V_C : A3	V_C : B6	V_C : A6
I_E : D1	I_E : C4	I_E : F5	I_E : C1
I_C : F3	I_C : E3	I_C : B3	I_C : A2
I_B : D6	I_B : C1	I_B : A6	I_B : E3

	1	2	3	4	5	6
A	A	N	A	N	N	D
B	D	A	D	N	D	A
C	N	A	D	N	D	D
D	A	D	D	D	N	A
E	N	N	N	A	A	D
F	D	D	A	D	D	A

RESPUESTAS

Figura 7-26. Análisis de variables dependientes.

CAPÍTULO 8

Polarización de los transistores

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Dibujar un esquema de un circuito de polarización por división de tensión.
- Calcular en un circuito de polarización por división de tensión, la corriente por el divisor, la tensión de base, la tensión de emisor, la corriente de emisor, la tensión de colector y la tensión colector-emisor.
- Obtener la recta de carga y calcular el punto de trabajo (Q) de un circuito de polarización por división de tensión.
- Dibujar un esquema de un circuito de polarización de emisor con dos fuentes de alimentación y calcular: V_{RE}, I_X, V_C y V_{CE}.
- Recordar cómo se utilizan los transistores *pnp* en el circuito de polarización por división de tensión.
- Comparar los diferentes tipos de polarización y describir las características de cada uno.

VOCABULARIO

- autopolarización
- divisor de tensión casi constante
- divisor de tensión constante
- etapa
- polarización con realimentación de colector
- polarización con realimentación de emisor
- polarización de emisor con dos fuentes
- polarización por división de tensión
- prototipo
- punto Q
- transistor *pnp*

Un prototipo es un circuito básico que un diseñador puede modificar para obtener circuitos más avanzados. La polarización de base de un transistor es un prototipo empleado en el diseño de circuitos digitales, mientras que la de un emisor es usado en el diseño de amplificadores. En este capítulo se hará hincapié en la polarización de emisor y en los importantes circuitos derivados de ésta.

8-1. POLARIZACIÓN POR DIVISOR DE TENSIÓN

La Figura 8-1 muestra el circuito de polarización más extensamente utilizado. Obsérvese que el circuito de la base tiene un divisor de voltaje (R_1 y R_2) y, por eso, el circuito se llama *polarización por división de tensión.*

❑ Análisis simplificado

Para la detección de averías y los análisis preliminares, se usará el siguiente método: en todos los circuitos de polarización por división de tensión bien

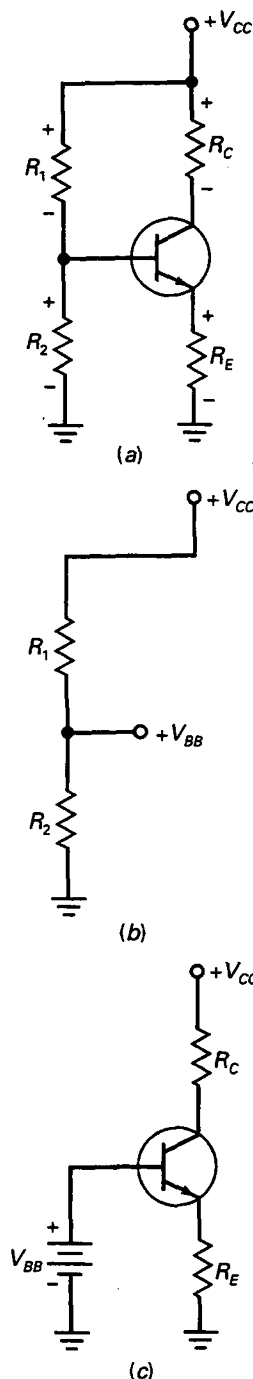


Figura 8-1. Polarización por división de tensión. *a*) Circuito; *b*) divisor de tensión; *c*) circuito simplificado.

diseñados, la corriente de base es mucho menor que la corriente que atraviesa el divisor de tensión. Como la corriente de base tiene un efecto despreciable en el divisor de tensión, podemos abrir mentalmente la conexión entre el divisor de tensión y la base para conseguir el circuito equivalente de la Figura 8-1*b*. En este circuito, la tensión de salida del divisor es la siguiente:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Idealmente, ésta es la fuente de tensión en la base, como muestra la Figura 8-1*c*.

Como puede apreciarse, la polarización por división de tensión es realmente una polarización de emisor enmascarada; es decir, la Figura 8-1*c* es equivalente al circuito de la Figura 8-1*a*, de ahí que la polarización por división de tensión mantenga un valor fijo de corriente de emisor, dando lugar a la independencia del punto Q frente a la ganancia de corriente.

Existe un error en esta aproximación simplificada, que discutiremos en la próxima sección. El punto crucial es el siguiente: en cualquier circuito bien diseñado, el error al usar la Figura 8-1*c* es muy pequeño. Por ello, un diseñador escoge deliberadamente valores de circuito para que la Figura 8-1*a* actúe como la Figura 8-1*c*.

❑ Conclusión

Después de calcular V_{BB}, el resto del análisis es el mismo que el visto anteriormente de polarización de emisor en el Capítulo 7. Éste es un resumen de las ecuaciones que puede utilizar para el análisis de una polarización por divisor de tensión:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{8-1}$$

$$V_E = V_{BB} - V_{BE} \tag{8-2}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \tag{8-3}$$

$$I_C \approx I_E \tag{8-4}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8-5}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \tag{8-6}$$

Estas ecuaciones están basadas en las leyes de Ohm y Kirchhoff. Los pasos del análisis son:

1. Calcular la tensión en la base V_{BB} a través del divisor de tensión.
2. Restar 0,7 V para conseguir la tensión de emisor (0,3 para el germanio).
3. Dividir por la resistencia de emisor para obtener la corriente de emisor.

4. Suponer que la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de emisor.
5. Hallar la tensión de colector a tierra restando la tensión a través de la resistencia de colector a la tensión de alimentación del colector.
6. Calcular la tensión emisor-colector restándole la tensión de emisor a la de colector.

Ya que estos seis pasos son lógicos, serán fáciles de recordar. Después de analizar unos cuantos circuitos de polarización por divisor de tensión, el proceso comenzará a ser automático.

EJEMPLO 8-1

¿Cuál es la tensión entre colector-emisor en el circuito de la Figura 8-2?

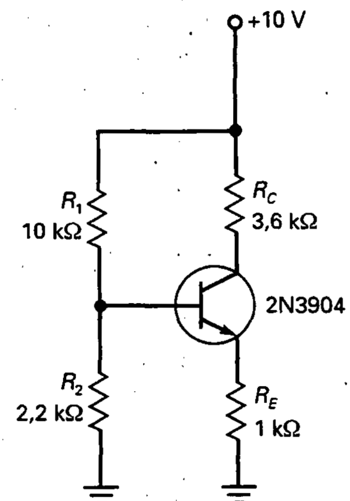


Figura 8-2. Ejemplo.

SOLUCIÓN

La tensión en la base producida por el divisor de tensión es:

$$V_{BB} = \frac{2{,}2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega} 10\ \text{V} = 1{,}8\ \text{V}$$

Restando 0,7 V obtenemos:

$$V_E = 1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}1\ \text{V}$$

La corriente de emisor vale:

$$I_E = \frac{1{,}1\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}1\ \text{mA}$$

Ya que la corriente de colector es aproximadamente igual a la de emisor, podemos calcular la tensión de colector a tierra como:

$$V_C = 10\ \text{V} - (1{,}1\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 6{,}04\ \text{V}$$

La tensión colector-emisor vale:

$$V_{CE} = 6{,}04 - 1{,}1\ \text{V} = 4{,}94\ \text{V}$$

Aquí aparece una cuestión importante: el cálculo en este análisis preliminar no depende de cambios en el transistor, el colector de corriente o la temperatura. Por tanto, el punto *Q* de este circuito se mantiene estable, casi como una roca.

EJEMPLO 8-2

Discutir el significado de la Figura 8-3, que muestra un análisis realizado con un programa de simulación (*Electronics Workbend, EWB*) en el mismo circuito del ejemplo anterior.

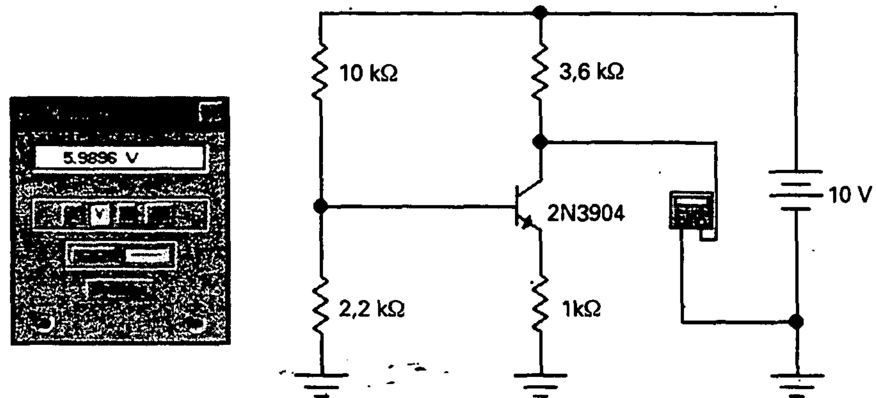


Figura 8-3. Ejemplo EWB.

SOLUCIÓN

Esto nos conduce al punto de partida. Tenemos casi una idéntica respuesta usando un aparato de medida electrónica para analizar el circuito. Como puede ver, el voltímetro marca 5,99 V (redondeando a dos decimales). Compare esto con los 6,04 V en el ejemplo anterior, y verá que hemos llegado esencialmente al mismo resultado.

Podemos esperar este tipo de resultados próximos cuando un circuito de polarización por división de tensión ha sido bien diseñado. Después de todo, la polarización por división de tensión está actuando como una polarización de emisor, con lo que desaparecen los efectos de cambios en el transistor, corriente de colector o temperatura.

8-2. ANÁLISIS EXACTO DE LA POLARIZACIÓN POR DIVISIÓN DE TENSIÓN

¿Qué es un circuito bien diseñado? Es aquel en el que *el divisor de tensión se mantiene constante a la entrada de la resistencia de base*; dicha afirmación requiere una discusión.

❑ Resistencia de la fuente

En el Capítulo 1 introdujimos la idea de fuente de tensión constante:

$$\text{Fuente de tensión constante: } R_S < 0{,}01R_L$$

Si esta condición se cumple, la tensión en la carga se encuentra dentro del 1 por 100 de la tensión de salida sin carga. Ahora extenderemos esta idea al divisor de tensión.

¿Cuál es la resistencia Thevenin del divisor de tensión de la Figura 8-4*a*? Fijándonos en el divisor de tensión con V_{CC} a tierra, veremos R_1 en paralelo con R_2. Como una ecuación:

$$R_{TH} = R_1 \| R_2$$

A causa de esta resistencia, la tensión de salida del divisor de tensión no es ideal. Un análisis más exacto incluye la resistencia Thevenin, como muestra la Figura 8-4*b*. La corriente a través de esta resistencia Thevenin reduce la tensión en la base del valor ideal V_{BB}.

❑ Resistencia de carga

¿Cuánto disminuye la tensión en la carga con respecto a la ideal? El divisor de tensión suministró la corriente de base en la Figura 8-4*b*. Dicho de otro modo, el divisor de tensión ve una resistencia de carga R_{IN}, como se muestra en la Figura 8-4*c*. Para que el divisor de tensión permanezca constante en la base, la regla 100:1 se tiene que cumplir:

$$R_S < 0{,}01 R_L$$

que se transforma en:

$$R_1 \| R_2 < 0{,}01 R_{IN} \qquad (8\text{-}7)$$

Un circuito de polarización por división de tensión bien diseñado satisface esta condición.

❑ Divisor de tensión constante

Si el transistor de la Figura 8-4*c* tiene una ganancia de corriente de 100, su corriente de colector es 100 veces mayor que la corriente de base, lo que implica que la corriente de emisor es también 100 veces mayor que la corriente de base. Cuando miramos desde la base del transistor, la resistencia de emisor R_E parece ser 100 veces mayor. De esto resulta:

$$R_{IN} = \beta_{dc} R_E \qquad (8\text{-}8)$$

Por tanto, la Ecuación (8-7) se puede escribir como:

$$\text{Divisor de tensión constante: } R_1 \| R_2 < 0{,}01 \beta_{dc} R_E \qquad (8\text{-}9)$$

Siempre que sea posible, un diseñador seleccionará unos valores en el circuito que satisfagan la regla 100:1 porque obtendrá un punto Q muy estable.

❑ Divisor de tensión prácticamente constante

A veces, el diseño de un divisor de tensión constante requiere valores tan pequeños para R_1 y R_2 que ocasiona la aparición de otro tipo de problemas

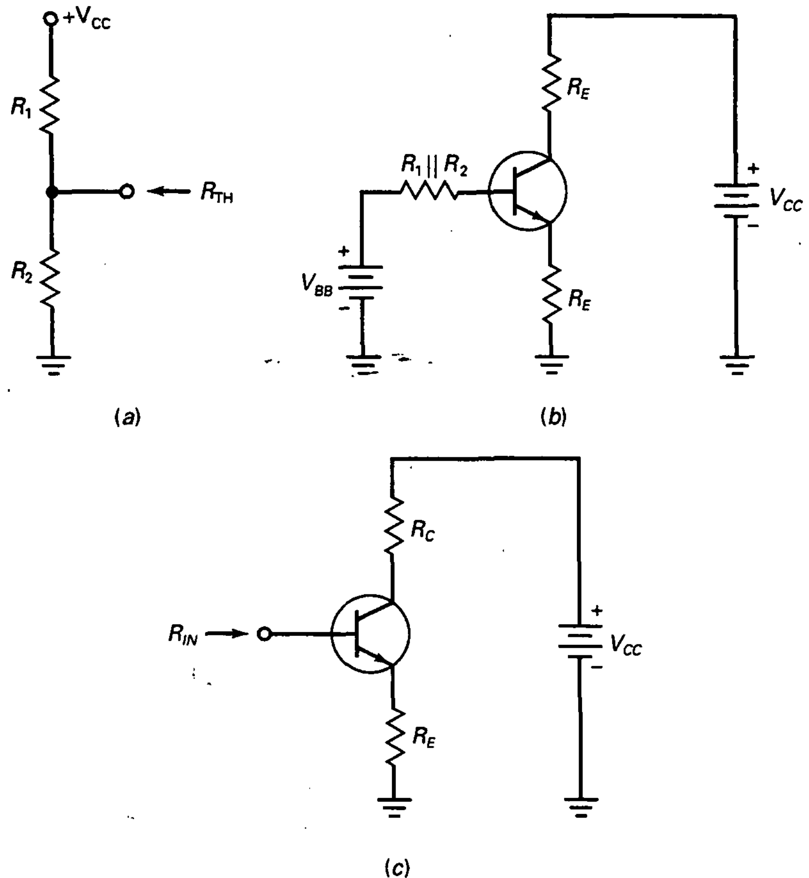


Figura 8-4. *a*) Resistencia Thevenin; *b*) circuito equivalente; *c*) resistencia de entrada de base.

(que se verán más adelante). En tal caso, muchos diseñadores llegan al compromiso de aplicar esta condición:

Divisor de tensión prácticamente constante: $R_1 \| R_2 < 0{,}1\beta_{dc}R_E$ (8-10)

En el peor de los casos, satisfacer esta regla implica que la corriente de colector será aproximadamente un 10 por 100 menor que el valor ideal. Esto es aceptable en muchas aplicaciones porque el circuito de polarización por división de tensión tiene un punto *Q* razonablemente estable.

❑ Una aproximación más cercana

Si se quiere un resultado más exacto para la corriente de emisor, se puede usar la siguiente expresión:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + (R_1 \| R_2)/\beta_{dc}} \qquad (8\text{-}11)$$

Ésta se diferencia de la de tensión constante en el valor $(R_1 \| R_2)/\beta_{dc}$ en el denominador. Como este término se aproxima a cero, la ecuación se simplifica a la del valor constante.

La Ecuación (8-11) mejorará el análisis, pero es bastante complicada. Si se tiene un ordenador y se necesita obtener un análisis más preciso, puede emplearse el EWB o un simulador de circuitos equivalente.

EJEMPLO 8-3

¿Es constante el divisor de tensión de la Figura 8-5? Calcular el valor más exacto de corriente de emisor utilizando la Ecuación (8-11).

SOLUCIÓN

Comprobemos si la regla 100 : 1 se está usando:

Divisor de tensión constante: $R_1 \| R_2 < 0{,}01\beta_{dc}R_E$

La resistencia Thevenin equivalente del divisor de tensión es:

$$R_1 \| R_2 = 10\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega = \frac{(10\ \text{k}\Omega)(2{,}2\ \text{k}\Omega)}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega} = 1{,}8\ \text{k}\Omega$$

La resistencia de entrada de la base:

$$\beta_{dc}R_E = (200)(1\ \text{k}\Omega) = 200\ \text{k}\Omega$$

y la centésima parte de esto es:

$$0{,}01\ \beta_{dc}R_E = 2\ \text{k}\Omega$$

Ya que 1,8 kΩ es menor que 2 kΩ, el divisor de tensión es constante.

Con la Ecuación (8-11), la corriente de emisor vale:

$$I_E = \frac{1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega + (1{,}8\ \text{k}\Omega)/200} = \frac{1{,}1\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega + 9\ \Omega} = 1{,}09\ \text{mA}$$

lo que está muy cercano a 1,1 mA, valor que habíamos conseguido con el análisis simplificado.

El planteamiento es el siguiente: no tenemos que usar la Ecuación (8-11) para calcular la corriente de emisor cuando el divisor de tensión es constante. Incluso cuando el divisor de tensión es prácticamente constante, el uso de la Ecuación (8-11) provocará cálculos de corriente de emisor sólo con un 10 por 100 de error. A menos que se indique otra cosa, utilizaremos el método simplificado para el análisis de la polarización por divisor de tensión.

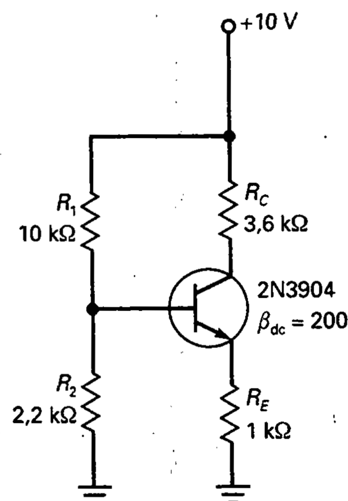


Figura 8-5. Ejemplo.

8-3. RECTA DE CARGA Y PUNTO Q PARA EL CIRCUITO DE POLARIZACION POR DIVISIÓN DE TENSIÓN

A causa del divisor de tensión constante de la Figura 8-6, la tensión de emisor se mantiene constante a 1,1 V. Este dato se debe tener en cuenta en la exposición que se hace a continuación.

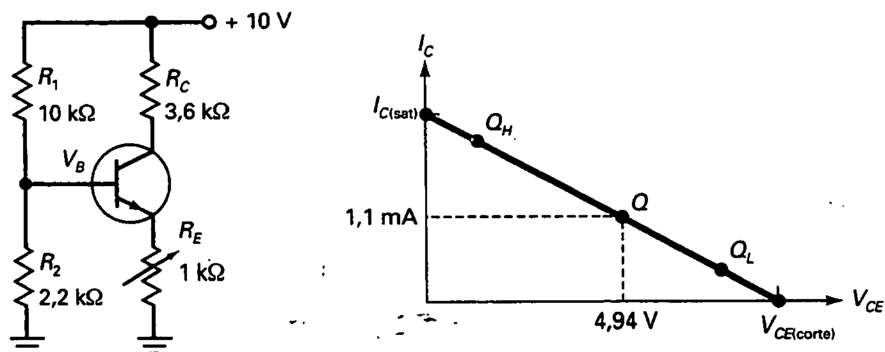


Figura 8-6. Calculando el punto Q.

❑ El punto Q

En la Sección 8-1 se calculó el punto Q. A éste le corresponde una corriente de colector de 1,1 mA y una tensión colector-emisor de 4,94 V. Estos valores se han dibujado para obtener el punto Q mostrado en la Figura 8-6. Como la polarización a través de un divisor de tensión se deriva de la polarización de emisor, el punto Q es prácticamente inmune a los cambios en la ganancia de corriente. Una forma de moverlo sobre la recta de carga consiste en variar la resistencia de emisor.

Por ejemplo, si la resistencia de emisor vale 2,2 kΩ, la corriente de colector disminuye a:

$$I_E = \frac{1,1\text{ V}}{2,2\text{ k}\Omega} = 0,5\text{ mA}$$

El cambio de tensión es:

$$V_C = 10\text{ V} - (0,5\text{ mA})(3,6\text{ k}\Omega) = 8,2\text{ V}$$

y

$$V_{CE} = 8,2\text{ V} - 1,1\text{ V} = 7,1\text{ V}$$

Por tanto, las nuevas coordenadas del punto Q serán las de Q_L, 0,5 mA y 7,1 V.

Por otra parte, si se disminuye la resistencia de emisor a 510 Ω, la corriente de emisor aumenta a:

$$I_E = \frac{1,1\text{ V}}{510\ \Omega} = 2,15\text{ mA}$$

y las tensiones cambian a:

$$V_C = 10\text{ V} - (2{,}15\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega) = 2{,}26\text{ V}$$

y

$$V_{CE} = 2{,}26\text{ V} - 1{,}1\text{ V} = 1{,}16\text{ V}$$

En esta ocasión, el punto Q se eleva por la recta de carga a una nueva posición Q_H, de coordenadas 2,15 mA y 1,16 V.

❑ Punto Q en el centro de la recta de carga

V_{CC}, R_1, R_2 y R_E controlan la corriente de saturación y la tensión de corte. Un cambio en cualquiera de estas variables provocará una variación de $I_{C(\text{sat})}$ y/o $V_{CE(\text{corte})}$. Una vez que el diseñador ha establecido los valores de las variables precedentes, emplea la resistencia de emisor para situar el punto Q en cualquier posición a lo largo de la recta de carga. Si R_E es demasiado grande, el punto Q se desplazará hacia el punto de corte. Si R_E es excesivamente pequeña, Q se desplazará hacia la saturación. Algunos diseñadores prefieren colocar a Q en la parte central de la recta de carga.

8-4. POLARIZACIÓN DE EMISOR CON DOS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Algunos equipos electrónicos tienen una fuente de alimentación que produce tensiones positivas y negativas. Por ejemplo, en la Figura 8-7 se muestra un circuito con dos fuentes de alimentación: +10 V y −2 V. La fuente negativa polariza directamente el diodo emisor y la positiva lo hace con el diodo colector. Este circuito se deriva del circuito de polarización de emisor, por lo que nos referimos a él simplemente como de polarización de emisor con dos fuentes.

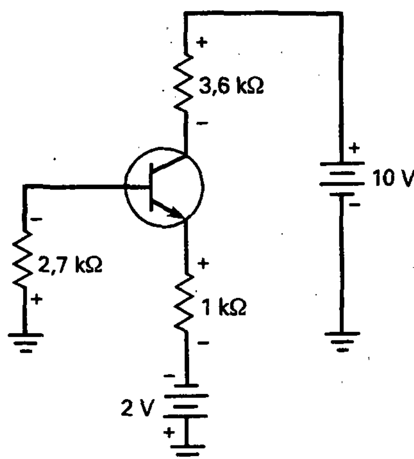


Figura 8-7. Polarización de emisor con dos fuentes de alimentación.

❑ Análisis

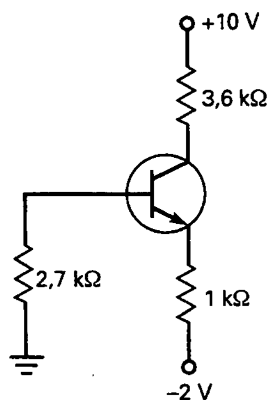


Figura 8-8. Circuito de polarización de emisor con dos fuentes de alimentación, redibujado.

Lo primero que hay que hacer es dibujar de nuevo el circuito como aparece habitualmente en los esquemas. Ello implica que se han de borrar los símbolos de batería, como se muestra en la Figura 8-8, hecho que resulta necesario en los esquemas porque, por lo general, no aparecen símbolos de batería en aquellos que son complicados. Toda la información sigue estando en el circuito, sólo que en forma condensada; es decir, hay una tensión de polarización de −2 V aplicada a la parte inferior de la resistencia de 1 kΩ y una tensión de polarización de +10 V aplicada a la parte superior de la resistencia de 3,6 kΩ.

Cuando este tipo de circuitos está diseñado correctamente, la corriente de base será suficientemente pequeña como para ser ignorada, lo que equivale a decir que la tensión de base es de 0 V aproximadamente, como se ve en la Figura 8-9.

La tensión en el diodo emisor es de 0,7 V y por eso aparece −0,7 V en el emisor. Hay una caída de más a menos de 0,7 V al ir de la base al emisor. Si la tensión de base es de 0 V, la tensión de emisor no puede ser de +0,7 V, sino de −0,7 V.

En la Figura 8-9, la resistencia de emisor, nuevamente, desempeña el papel clave a la hora de establecer la corriente de emisor. Para hallar esta corriente, se aplica la ley de Ohm a la resistencia de emisor como sigue: la parte superior de la resistencia de emisor tiene una tensión de −0,7 V y la parte inferior de −2 V. Por tanto, la tensión en la resistencia de emisor es igual a la diferencia entre estas dos tensiones. Para llegar a la respuesta correcta, se resta el valor más negativo del valor más positivo. En este caso, el valor más negativo es −2, por lo que:

$$V_{RE} = -0{,}7 \text{ V} - (-2 \text{ V}) = 1{,}3 \text{ V}$$

Una vez calculada la tensión en la resistencia de emisor, se calcula la corriente de emisor con ayuda de la ley de Ohm:

$$I_E = \frac{1{,}3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1{,}3 \text{ mA}$$

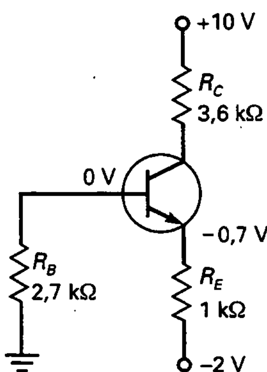


Figura 8-9. La tensión de base es idealmente 0.

Esta corriente circula a través de la resistencia de 3,6 kΩ produciendo una caída de tensión que se resta de +10 V, como se indica a continuación:

$$V_C = 10 \text{ V} - (1{,}3 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 5{,}32 \text{ V}$$

La tensión colector-emisor es la diferencia entre la tensión de colector y la tensión del emisor:

$$V_{CE} = 5{,}32 \text{ V} - (-0{,}7 \text{ V}) = 6{,}02 \text{ V}$$

Cuando un circuito de polarización de emisor con dos fuentes de alimentación está bien diseñado, su tensión es similar a la de polarización por división de tensión, cumpliendo la regla de 100 : 1, tenemos:

$$R_B < 0{,}01\beta_{dc}R_E \tag{8-12}$$

En este caso, se simplifican las ecuaciones para el análisis:

$$V_B \approx 0 \tag{8-13}$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - 0,7\text{ V}}{R_E} \tag{8-14}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8-15}$$

$$V_{CE} = V_C + 0,7\text{ V} \tag{8-16}$$

❑ Tensión de base

Una fuente de error en este cálculo simplificado es la pequeña tensión a través de la resistencia de base de la Figura 8-9. Si una pequeña corriente circula por esta resistencia, existirá una tensión negativa entre la base y tierra. En un circuito bien diseñado, esta tensión de base es menor de –0,1 V. Si el diseñador tiene que usar una resistencia grande, la tensión puede ser más negativa que –0,1 V. Si tiene problemas con un circuito como éste, la tensión de base a tierra puede producir lecturas erróneas; es decir, algo falla en este circuito.

EJEMPLO 8-4

¿Cuál es la tensión de colector en el circuito de la Figura 8-9, si la resistencia de emisor aumenta a 1,8 kΩ?

SOLUCIÓN

La tensión a través de la resistencia de emisor se mantiene a 1,3 V. La corriente de emisor vale:

$$I_E = \frac{1,3\text{ V}}{1,8\text{ k}\Omega} = 0,722\text{ mA}$$

La tensión de colector es:

$$V_C = 10\text{ V} - (0,722\text{ mA})(3,6\text{ k}\Omega) = 7,4\text{ V}$$

EJEMPLO 8-5

Una *etapa* es un transistor y todos los componentes pasivos conectados a él. La Figura 8-10 muestra un circuito de tres etapas, con una polarización de emisor con dos fuentes de alimentación. ¿Cuál es la tensión de colector a tierra para cada etapa?

SOLUCIÓN

Para empezar, ignoraremos los condensadores porque son como circuitos abiertos para tensiones y corrientes continuas. Entonces, trabajamos con tres transistores aislados, cada uno polarizado con dos fuentes de alimentación.

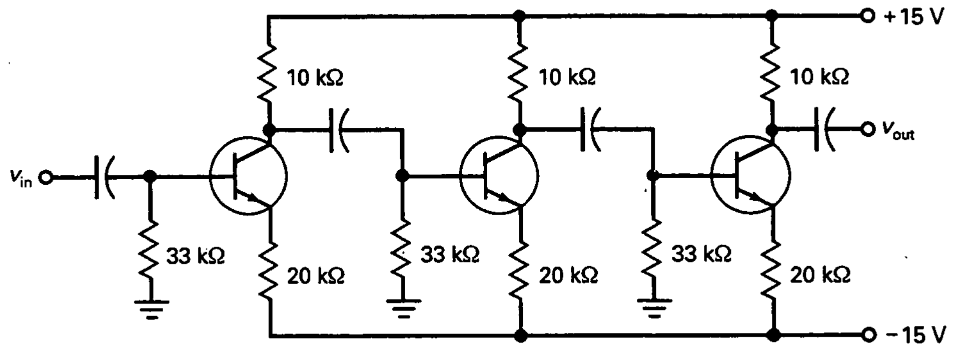


Figura 8-10. Circuito de tres etapas.

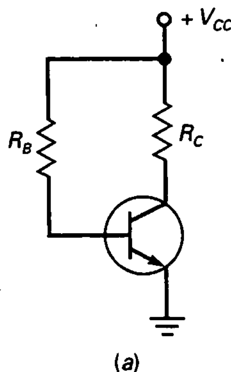
La primera etapa tiene una corriente de emisor de:

$$I_E = \frac{15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{20\ \text{k}\Omega} = \frac{14{,}3\ \text{V}}{20\ \text{k}\Omega} = 0{,}715\ \text{mA}$$

y una tensión de colector cuyo valor es:

$$V_C = 15\ \text{V} - (0{,}715\ \text{mA})(10\ \text{k}\Omega) = 7{,}85\ \text{V}$$

Las otras etapas poseen los mismos valores para el circuito, por lo que la tensión de colector a tierra es aproximadamente 7,85 V.



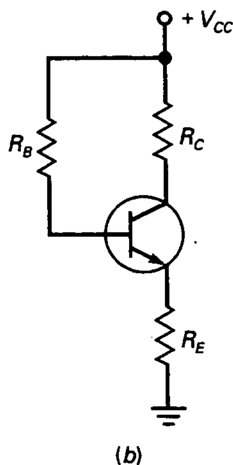


Figura 8-11. *a*) Polarización de base; *b*) polarización con realimentación de emisor.

8-5. OTROS TIPOS DE POLARIZACIÓN

En esta sección final se examinarán algunos tipos diferentes de polarización. No se requiere un análisis detallado de los mismos, pues su uso es poco frecuente; no obstante, el usuario debe saber que existen, por si los llegase a encontrar en un circuito.

❑ Polarización con realimentación de emisor

Recordemos nuestra discusión sobre la polarización de base (Fig. 8-11*a*). El circuito representado en dicha figura es el peor cuando se trata de fijar el punto *Q*. La razón es que en la zona activa la corriente de colector es muy sensible a la ganancia de corriente. En un circuito como éste, el punto *Q* se desplaza a lo largo de toda la línea de carga con cambios de transistor o de temperatura.

El primer intento de estabilizar el punto *Q* fue la polarización con realimentación de emisor, mostrada en la Figura 8-11*b*, y consiste en introducir una resistencia de emisor. El proceso de razonamiento es el siguiente: si I_C aumenta, V_E crece y lo hace también V_B. Mayor V_B significa menor tensión a

través de R_B, con lo que disminuye I_B, en contraposición al aumento de I_C. Se llama realimentación porque el cambio de tensión de emisor alimenta hacia atrás el circuito de base. También se denomina negativa porque se opone al cambio original de corriente de colector.

La polarización con realimentación de emisor nunca llegó a ser popular. El desplazamiento del punto Q es todavía grande para la mayoría de aplicaciones de fabricación masiva. Éstas son las ecuaciones de análisis de la polarización con realimentación de emisor:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{dc}} \quad (8\text{-}17)$$

$$V_E = I_E R_E \quad (8\text{-}18)$$

$$V_B = V_E + 0{,}7\ \text{V} \quad (8\text{-}19)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (8\text{-}20)$$

La finalidad de la polarización con realimentación de emisor es anular las variaciones de β_{dc}; ello equivale a que R_E sea mucho mayor que R_B/β_{dc}. Si se cumple esta condición, la Ecuación (8-17) será insensible a cambios de β_{dc}. No obstante, en los circuitos prácticos, R_E no puede ser lo suficientemente grande para anular los efectos de β_{dc} sin que se provoque la saturación del transistor.

La Figura 8-12*a* muestra un circuito de polarización con realimentación de emisor. En la Figura 8-12*b* se indica su recta de carga para continua y los puntos de trabajo para dos ganancias de corriente distintas. Como se puede ver, una variación 3 : 1 en la ganancia de corriente produce un gran cambio en la corriente de colector. Este circuito no es mucho mejor que el de polarización de base.

❑ Polarización con realimentación de colector

La Figura 8-13*a* muestra la *polarización con realimentación de colector* (también llamada *autopolarización*). Históricamente, éste fue otro intento de estabilizar el punto Q empleando realimentación negativa en la base para,

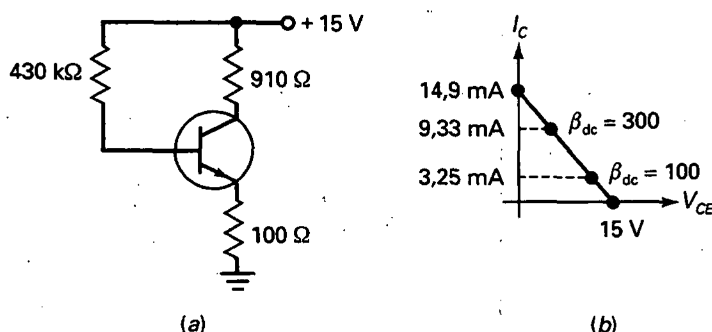


Figura 8-12. *a*) Ejemplo de polarización con realimentación de emisor; *b*) el punto Q es sensible a los cambios de ganancia de corriente.

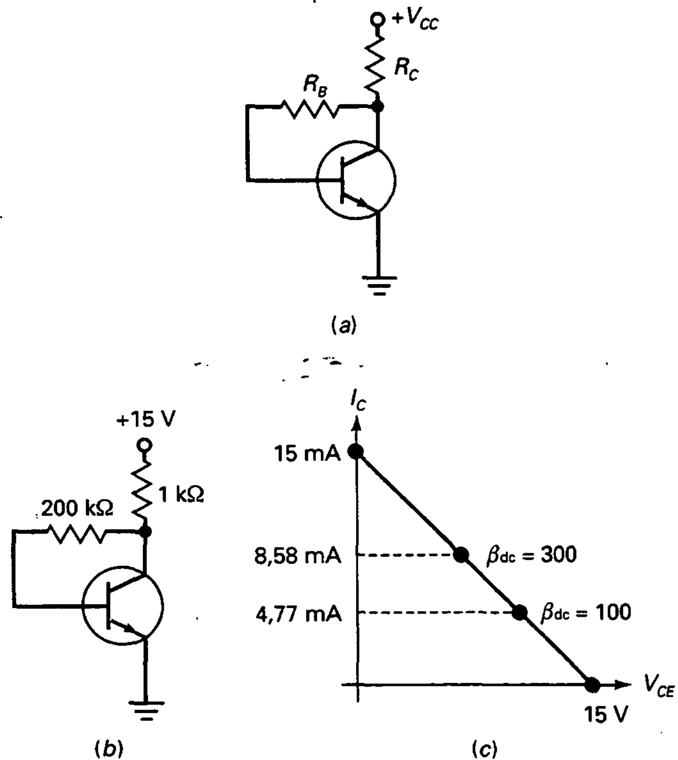


Figura 8-13. *a*) Polarización con realimentación de colector; *b*) ejemplo; *c*) el punto Q es menos sensible a los cambios de ganancia de corriente.

en este caso, neutralizar los cambios de corriente en el colector. Por ejemplo, imaginemos que aumenta la corriente de colector. Esto hace decrecer la tensión de colector, con lo que desciende la tensión en la resistencia de base. Por tanto, disminuirá la corriente de base, lo cual se opone al inicial cambio de corriente en el colector.

Como en la polarización con realimentación de emisor, la polarización con realimentación de colector utiliza realimentación negativa en un intento por reducir el cambio inicial de corriente en el colector. A continuación están las ecuaciones para su análisis:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B/\beta_{dc}} \tag{8-21}$$

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} \tag{8-22}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8-23}$$

El punto Q está normalmente cerca de la mitad de la línea de carga, para lo que se requiere una resistencia de base de:

$$R_B = \beta_{dc} R_C \tag{8-24}$$

En la Figura 8-13*b* se observa un circuito polarizado con realimentación de colector. En la Figura 8-13*c* aparece su recta de carga para continua y los puntos de trabajo para dos ganancias de corrientes diferentes. Como se puede ver en dicha figura, una variación 3 : 1 en la ganancia de corriente produce menos variación en la corriente de colector que la que permite la polarización con realimentación de emisor (Fig. 8-12*b*).

La polarización con realimentación de colector es más efectiva que la polarización con realimentación de emisor para estabilizar el punto *Q*. Aunque el circuito es todavía sensible a los cambios de ganancia de corriente, se utiliza en la práctica dada su sencillez.

❑ Polarizaciones con realimentación de colector y de emisor

Las polarizaciones con realimentación de emisor y de colector representan los primeros esfuerzos por obtener polarizaciones más estables para los circuitos con transistores. A pesar de que la idea de la realimentación negativa es buena, esos circuitos se quedan a mitad de camino al no proporcionar la suficiente realimentación negativa para lograr su objetivo. Por ello, el paso siguiente en la polarización es el circuito que se ve en la Figura 8-14. La idea básica es usar una combinación de una resistencia de emisor y una resistencia de colector.

Como se verá, más cantidad no siempre significa más calidad. En este caso, la combinación de los dos tipos de realimentación en un circuito es de cierta ayuda, pero ésta sigue siendo insuficiente para los niveles necesarios en la producción en serie.

Si el lector tuviese que analizar este circuito, debería emplear las ecuaciones siguientes:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_E + R_B/\beta_{dc}} \tag{8-25}$$

$$V_E = I_E R_E \tag{8-26}$$

$$V_B = V_E + 0{,}7 \text{ V} \tag{8-27}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8-28}$$

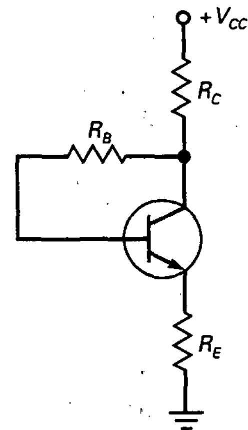


Figura 8-14. Polarización con realimentación de colector y con realimentación de emisor.

8-6. DETECCIÓN DE AVERÍAS

A continuación estudiaremos la detección de averías para la polarización por divisor de tensión, ya que es el método de polarización más empleado. La Figura 8-15 muestra el circuito de polarización por divisor de tensión analizado anteriormente. La Tabla 8-1 muestra las tensiones del circuito cuando hacemos simulaciones con el EWB.

El voltímetro usado tiene una resistencia de entrada de 10 MΩ.

❑ Problemas sencillos

A menudo, un componente abierto o cortocircuitado produce tensiones únicas. Por ejemplo, la única manera de obtener 10 V en la base del transistor

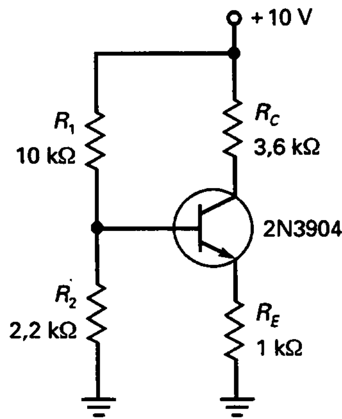


Figura 8-15. Detección de averías.

de la Figura 8-15 es con R_1 cortocircuitada. La mayoría de las entradas de la Tabla 8-1 producen un único conjunto de tensiones, con lo que podemos identificarlo sin desmontar el circuito para hacer más pruebas.

❑ Problemas ambiguos

Dos problemas de la Tabla 8-1 no producen tensiones únicas: R_{1O} y R_{2S}. Ambos tienen tensiones de 0, 0 y 10 V. Con problemas ambiguos como éste, el detector de averías desconectará uno de los componentes sospechosos y empleará un polímetro para probarlo. Por ejemplo, podríamos desconectar R_1 y medir su resistencia con un polímetro. Si está abierto, habremos encontrado el problema. Si está bien, entonces R_2 estará cortocircuitada.

❑ Carga del voltímetro

Siempre que use un voltímetro, estará conectando una nueva resistencia al circuito. Esta resistencia robará corriente del circuito. Si el circuito tiene una resistencia grande, la tensión medida puede ser menor de la correcta.

Por ejemplo, supongamos la resistencia de emisor abierta en la Figura 8-15. La tensión en la base es 1,8 V. Ya que no puede haber corriente de emisor con la resistencia de emisor abierta, la tensión antes de medir debería ser de 1,8 V.

Cuando medimos V_E con un voltímetro de 10 MΩ, estaremos conectando una resistencia de 10 MΩ entre el emisor y tierra. Esto permite la circulación de una pequeña corriente de emisor, lo que provoca una tensión a través del diodo emisor. Por esto, $V_E = 1{,}37$ V en vez de 1,8 V para R_{EO} en la Tabla 8-1.

Tabla 8-1. Problemas y síntomas

Problema	V_B	V_E	V_C	Comentario
Ninguno	1,79	1,12	6	Sin problemas
R_{1S}	10	9,17	9,2	Transistor saturado
R_{1O}	0	0	10	Transistor cortado
R_{2S}	0	0	10	Transistor cortado
R_{2O}	3,38	2,68	2,73	Se simplifica a una polarización con realimentación de emisor
R_{ES}	0,71	0	0,06	Transistor saturado
R_{EO}	1,8	1,37	10	Un voltímetro de 10 MΩ reduce V_E
R_{CS}	1,79	1,12	10	Resistencia de colector cortocircuitada
R_{CO}	1,07	0,4	0,43	Corriente de base grande
CES	2,06	2,06	2,06	Todos los terminales del transistor cortocircuitados
CEO	1,8	0	10	Todos los terminales del transistor abiertos
No V_{CC}	0	0	0	Comprobar fuente de alimentación y fusibles

8-7. TRANSISTORES *PNP*

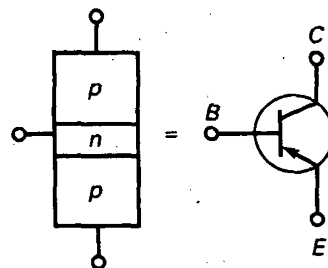


Figura 8-16. Transistor *pnp*.

En la Figura 8-16 se muestra la estructura de un transistor *pnp* y su símbolo eléctrico. Como las zonas dopadas son de tipo opuesto, es necesario invertir la forma de considerar su funcionamiento. Específicamente, tal cambio quiere decir que los huecos son los portadores mayoritarios en el emisor en vez de serlo los electrones libres.

❑ Ideas básicas

De manera breve, la explicación de lo que sucede a nivel atómico es la siguiente: el emisor inyecta huecos en la base, la mayor parte de los cuales fluyen hacia el colector. Por esta razón, la corriente de colector es casi igual a la corriente de emisor.

En la Figura 8-17 se ven las tres corrientes del transistor indicadas según el flujo convencional. Las flechas continuas representan la corriente convencional y las discontinuas el flujo de electrones.

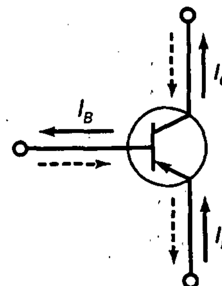


Figura 8-17. Corrientes *pnp*.

❑ Fuente de alimentación negativa

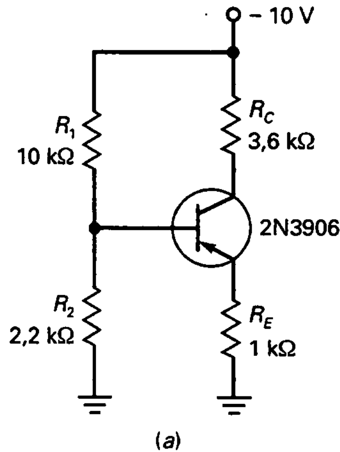
En la Figura 8-18*a* se observa una polarización a través de un divisor de tensión con un transistor *pnp* y una fuente de tensión negativa de −10 V. El 2N3906 es el complementario del 2N3904, lo que supone que sus características tienen los mismos valores absolutos que los del 2N3904, pero las polaridades de todas las corrientes y todas las tensiones están invertidas. Al comparar este circuito *pnp* con el circuito *npn* de la Figura 8-15, las únicas diferencias que se observan son las tensiones de alimentación y los transistores.

Siempre que tengamos un circuito con transistores *npn*, podremos obtener el mismo circuito con una fuente de alimentación negativa y transistores *pnp*.

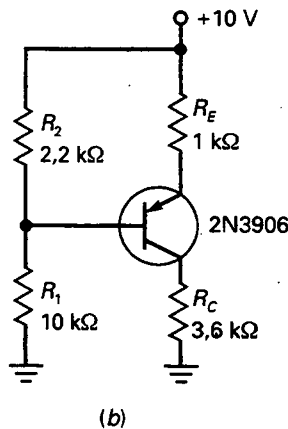
❑ Fuente de alimentación positiva

Las fuentes de alimentación positivas son mucho más comunes que las fuentes de alimentación negativas. Por ello, a menudo se ven transistores *pnp* dibujados como se muestra en la Figura 8-18*b*. Así es como se comporta el circuito: la tensión a través de R_2 es aplicada al diodo emisor en serie con la resistencia de emisor. Esto produce la corriente de emisor. La corriente de colector circula a través de RC, produciendo la tensión de colector a tierra. Para detección de averías, podemos calcular V_C, V_B y V_E como sigue:

1. Obtener la tensión en R_2.
2. Restar 0,7 V para obtener la tensión a través de la resistencia de emisor.
3. Hallar la corriente de emisor.
4. Calcular la tensión de colector a tierra.
5. Calcular la tensión de base a tierra.
6. Calcular la tensión de emisor a tierra.



(*a*)



(*b*)

Figura 8-18. Circuito *pnp*. *a*) Alimentación negativa; *b*) alimentación positiva.

EJEMPLO 8-6

Calcular las tres tensiones del transistor *pnp* para el circuito de la Figura 8-18*b*.

SOLUCIÓN

Comencemos con la tensión a través de R_2. Podemos calcular esta tensión usando la ecuación del divisor de tensión:

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{EE}$$

Alternativamente, podemos calcular la tensión de otra manera: obtener la corriente a través del divisor de tensión y multiplicarla por R_2. El resultado sería el siguiente:

$$I = \frac{10\text{ V}}{12{,}2\text{ k}\Omega} = 0{,}82\text{ mA}$$

y

$$V_2 = (0{,}82\text{ mA})(2{,}2\text{ k}\Omega) = 1{,}8\text{ V}$$

Después, restando 0,7 V a esta tensión conseguiremos la tensión a través de la resistencia de emisor:

$$V_E = 1{,}8\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 1{,}1\text{ V}$$

Entonces, calculamos la corriente de emisor:

$$I_E = \frac{1{,}1\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 1{,}1\text{ mA}$$

Cuando la corriente de colector circula a través de la resistencia de colector, produce una tensión a tierra de

$$V_C = (1{,}1\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega) = 3{,}96\text{ V}$$

La tensión de base a tierra es:

$$V_B = 10\text{ V} - 1{,}8\text{ V} = 8{,}2\text{ V}$$

La tensión entre emisor y tierra es:

$$V_E = 10\text{ V} - 1{,}1\text{ V} = 8{,}9\text{ V}$$

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 8-1. Polarización por divisor de tensión

El circuito más famoso basado en el prototipo de polarización de emisor es el llamado polarización por divisor de tensión. Se le reconoce por el divisor de tensión del circuito de base.

Sección 8-2. Análisis del circuito de polarización por divisor de tensión

La idea fundamental es que la corriente de base ha de ser mucho menor que la corriente del divisor de tensión. Cuando esta condición se satisface, el divisor de tensión hace que la tensión de base sea casi constante e igual a la tensión sin carga obtenida del divisor de tensión. Esto da lugar a un punto *Q* fijo en todas las condiciones de funcionamiento.

Sección 8-3. Recta de carga y punto *Q* para el circuito de polarización por divisor de tensión

La recta de carga se traza pasando por dos puntos de saturación y de corte. El punto *Q* se localiza sobre la recta de carga y su ubicación exacta está determinada por la polarización. Las grandes variaciones de la ganancia de corriente tienen un efecto casi nulo sobre el punto *Q*, ya que este tipo de polarización establece un valor constante para la corriente de emisor.

Sección 8-4. Polarización de emisor con dos fuentes

En este diseño se utilizan dos fuentes de alimentación, una positiva y otra negativa. Con ello se pretende establecer un valor constante para la corriente de emisor. Este circuito es una variación del prototipo de polarización de emisor estudiado antes.

Sección 8-5. Otros tipos de polarización

En esta sección se introdujo la realimentación negativa, un fenómeno que se da cuando un aumento en una variable de salida produce una disminución en una variable de entrada. Se trata de una brillante idea que condujo finalmente a la polarización por divisor de tensión. Los otros tipos de polarización no pueden emplear la suficiente realimentación negativa, por lo que no alcanzan el nivel de funcionamiento de la polarización por divisor de tensión.

Sección 8.6. Detección de averías

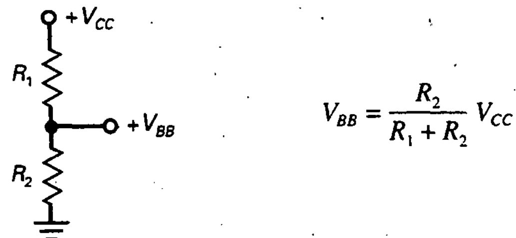
La detección de averías es un arte y, por ello, no puede reducirse a un conjunto de reglas. La mejor forma de aprender a localizar averías es tratando de encontrarlas.

Sección 8-7. Transistores *pnp*

Estos dispositivos *pnp* tienen todas las corrientes y todas las tensiones invertidas con respecto a sus equivalentes *npn*. Pueden trabajar con fuentes negativas de alimentación, aunque comúnmente lo hacen con fuentes positivas de alimentación con el colector conectado a través una resistencia a masa.

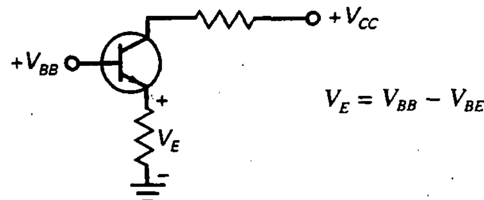
ECUACIONES DE POLARIZACIÓN POR DIVISOR DE TENSIÓN

(8-1) Tensión de base:



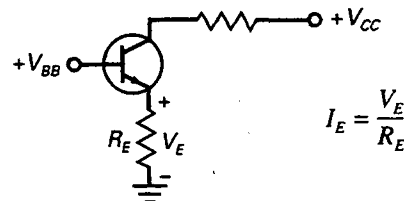
$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

(8-2) Tensión de emisor:



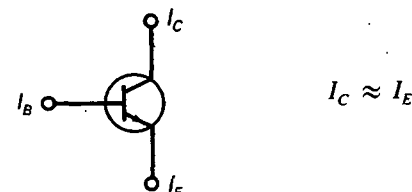
$$V_E = V_{BB} - V_{BE}$$

(8-3) Corriente de emisor:



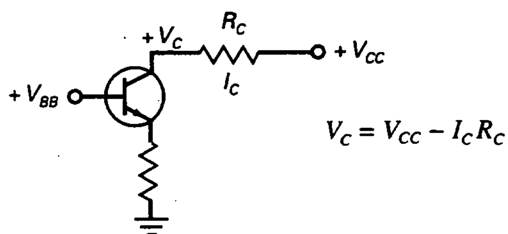
$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

(8-4) Corriente de colector:



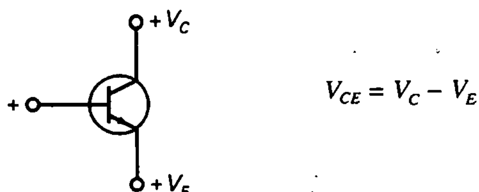
$$I_C \approx I_E$$

(8-5) Tensión de colector:



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

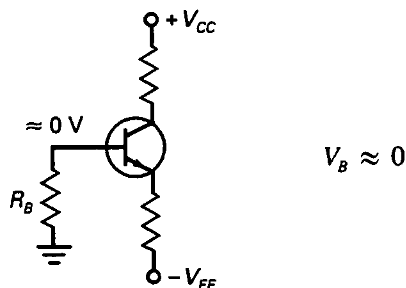
(8-6) Tensión emisor-colector:



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

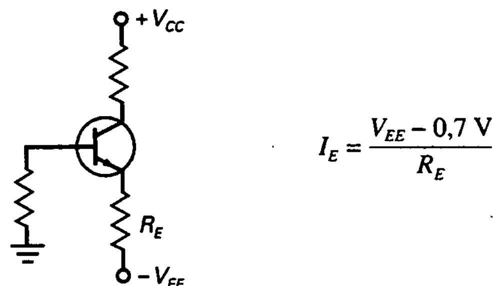
ECUACIONES DE POLARIZACIÓN DE EMISOR CON DOS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

(8-13) Tensión de base:



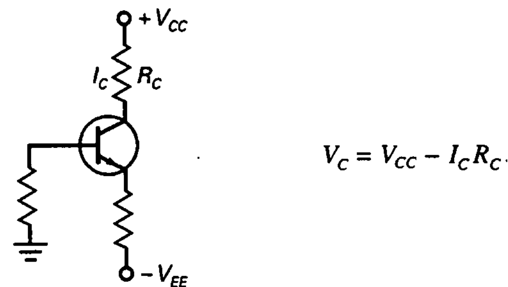
$$V_B \approx 0$$

(8-14) Corriente de emisor:



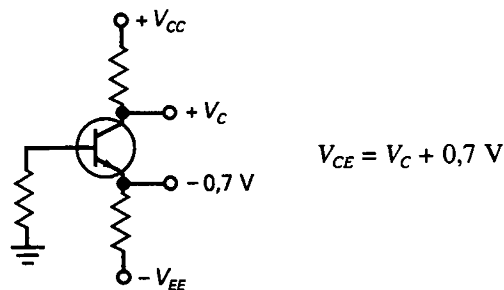
$$I_E = \frac{V_{EE} - 0{,}7\ \mathrm{V}}{R_E}$$

(8-15) Tensión de colector:



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

(8-16) Tensión emisor-colector:



$$V_{CE} = V_C + 0{,}7\ \mathrm{V}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. En la polarización de emisor, la tensión en la resistencia de emisor es la misma que la tensión entre el emisor y
   a) La base **c)** El emisor
   b) El colector **d)** Masa
2. En la polarización de emisor, la tensión en el emisor es 0,7 V menor que
   a) La tensión de base
   b) La tensión de emisor
   c) La tensión de colector
   d) La tensión de masa
3. En la polarización por divisor de tensión, la tensión de base es
   a) Menor que la tensión de la fuente de polarización base
   b) Igual a la tensión de la fuente de polarización de base
   c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización de base
   d) Mayor que la tensión de la fuente de polarización de colector
4. El circuito de polarización por divisor de tensión se distingue por su
   a) Tensión de colector inestable

b) Corriente de emisor variable
c) Gran corriente de base
d) Punto *Q* estable

5. En el circuito de polarización por divisor de tensión, un aumento en la resistencia de emisor hará que
a) Disminuya la tensión de emisor
b) Disminuya la tensión de colector
c) Aumente la tensión de emisor
d) Disminuya la corriente de emisor

6. El circuito de PDT tiene un punto *Q* estable similar al de la polarización
a) De base
b) De emisor
c) Con realimentación de colector
d) Con realimentación de emisor

7. El circuito de PDT requiere
a) Sólo tres resistencias
b) Sólo una fuente
c) Resistencias de precisión
d) Más resistencias para trabajar mejor

8. El circuito de PDT funciona normalmente en la zona
a) Activa
b) De corte
c) De saturación
d) De ruptura

9. La tensión de colector en un circuito PDT es insensible a los cambios en
a) La tensión de la fuente
b) La resistencia de emisor
c) La ganancia de corriente
d) La resistencia de colector

10. Si en un circuito de PDT la resistencia de emisor aumenta, la tensión de colector
a) Disminuye
b) No cambia
c) Aumenta
d) Se duplica

11. La polarización de base está asociada con
a) Los amplificadores
b) Los circuitos digitales
c) Un punto *Q* estable
d) Una corriente de emisor constante

12. Si la resistencia de emisor se duplica en un circuito de PDT, entonces la corriente de colector
a) Se duplica
b) Se reduce a la mitad
c) No cambia
d) Aumenta

13. Si la resistencia de colector aumenta en un circuito de PDT, la tensión de colector
a) Disminuye
b) No cambia
c) Aumenta
d) Se duplica

14. El punto *Q* en un circuito de PDT es
a) Muy sensible a los cambios en la ganancia de corriente
b) Algo sensible a los cambios o la ganancia de corriente
c) Casi totalmente insensible a los cambio en la ganancia de corriente
d) Afectado notablemente por los cambios de la temperatura

15. En la *polarización de emisor con dos fuentes* (PEDF), la tensión de base
a) Es de 0,7 V
b) Es muy grande
c) Vale casi 0 V
d) Es de 1,3 V

16. Si la resistencia de emisor se duplica en la PEDF, entonces la corriente de colector
a) Disminuye a la mitad
b) No cambia
c) Se duplica
d) Aumenta

17. Si una gota de soldadura pone en cortocircuito la resistencia de colector de la PEDF, entonces la tensión de colector
a) Se hace cero
b) Es igual a la tensión de la fuente de polarización de colector
c) No cambia
d) Se duplica

18. Si la resistencia de emisor aumenta en la PEDF, la tensión de colector
a) Disminuye
b) No cambia
c) Aumenta
d) Es igual a la tensión de la fuente de polarización de colector

19. Si la resistencia de emisor se pone en circuito abierto en la PEDF, entonces la tensión de colector
a) Disminuye
b) No cambia
c) Aumenta ligeramente
d) Es igual a la tensión de la fuente de polarización de colector

20. En la PEDF, la corriente de base debe ser muy
a) Pequeña
b) Grande
c) Inestable
d) Estable

21. En la PEDF, el punto *Q* no depende de
a) La resistencia de emisor
b) La resistencia de colector
c) La ganancia de corriente
d) La tensión de emisor

22. Los portadores mayoritarios en el emisor de un transistor *pnp* son
a) Los huecos
b) Los electrones libres
c) Los átomos trivalentes
d) Los átomos pentavalentes

23. La ganancia de corriente en un transistor *pnp* es
    a) Negativa respecto a la ganancia de corriente *npn*
    b) La corriente de colector dividida entre la corriente de emisor
    c) Casi cero
    d) La relación entre la corriente de colector y la corriente de base
24. ¿Cuál es la corriente mayor en un transistor *pnp*?
    a) La corriente de base
    b) La corriente de emisor
    c) La corriente de colector
    d) Ninguna de éstas
25. Las corrientes en un transistor *pnp* son
    a) Por lo general menores que las corrientes *npn*
    b) Opuestas a las corrientes *npn*
    c) Normalmente mayores que las corrientes *npn*
    d) Negativas
26. En la polarización por divisor de tensión de un *pnp* se tienen que emplear
    a) Fuentes negativas de alimentación
    b) Fuentes positivas de alimentación
    c) Resistencias
    d) Masas

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibujar un circuito de PDT. Después, comentar todos los pasos seguidos para el cálculo de la tensión colector-emisor. ¿Por qué este circuito tiene un punto Q muy estable?
2. Dibujar un circuito de PEDF y comentar cómo funciona. ¿Qué pasa con la corriente de colector cuando cambiamos de transistor o varía la temperatura?
3. Describe otros tipos de polarización. ¿Qué puede decir acerca del punto Q?
4. ¿Cuáles son los dos tipos de polarización con realimentación y por qué fueron desarrollados?
5. ¿Cuál es la polarización básica usada en circuitos simples de transistores bipolares?
6. ¿Podrían los transistores ser usados como circuitos de conmutación polarizándolos en la región activa? Si no es así, ¿qué dos puntos asociados con la línea de carga son importantes en los circuitos conmutados?
7. En un circuito PDT, la corriente de base no es pequeña comparada con la que atraviesa el divisor de tensión. ¿Cuál es el problema de este circuito?
8. ¿Cuál es la configuración de polarización de transistor más comúnmente usada?
9. Dibujar un circuito PDT usando un transistor *npn*. Señalar las direcciones de la corriente en el divisor, la base, emisor y colector.
10. ¿Qué está mal en el circuito PDT en el que R_1 y R_2 son 100 veces mayores que R_E?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 8-1. Análisis del circuito de PDT

8-1. ¿Cuál es la tensión de emisor de la Figura 8-19? ¿Y la tensión de colector?

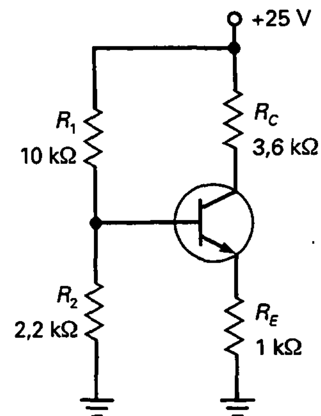


Figura 8-19

8-2. ¿Cuál es la tensión de emisor de la Figura 8-20? ¿Y la tensión de colector?

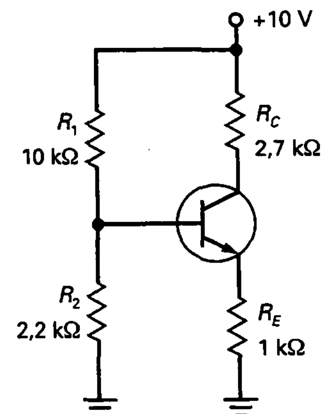


Figura 8-20

8-3. ¿Cuál es la tensión de emisor de la Figura 8-21? ¿Y la tensión de colector?

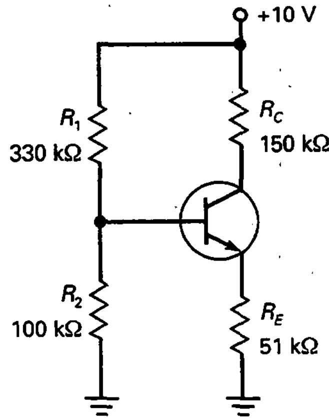


Figura 8-21

8-4. ¿Cuál es la tensión de emisor de la Figura 8-22? ¿Y la tensión de colector?

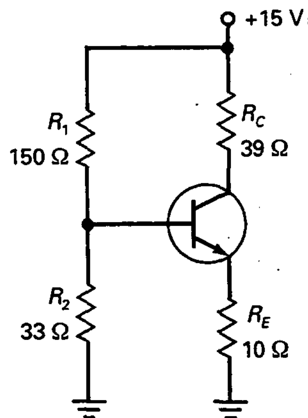


Figura 8-22

8-5. Todas las resistencias de la Figura 8-21 tienen una tolerancia de ±5 por 100. ¿Cuál es el mínimo valor posible para la tensión de colector? ¿Y el valor máximo posible?

8-6. La fuente de alimentación de la Figura 8-22 tiene una tolerancia de ±10 por 100. ¿Cuál es el mínimo valor posible para la tensión de colector? ¿Y el valor máximo posible?

Sección 8-3. Recta de carga y punto Q para el circuito PDT

8-7. ¿Cuál es el punto Q para el circuito de la Figura 8-19?

8-8. ¿Cuál es el punto Q para el circuito de la Figura 8-20?

8-9. ¿Cuál es el punto Q para el circuito de la Figura 8-21?

8-10. ¿Cuál es el punto Q para el circuito de la Figura 8-22?

8-11. Todas las resistencias de la Figura 8-21 tienen una tolerancia de ±5 por 100. ¿Cuál es el valor mínimo para la corriente de colector? ¿Y el valor máximo?

8-12. La fuente de alimentación de la Figura 8-22 tiene una tolerancia posible de ±10 por 100. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la corriente de colector? ¿Y el valor máximo?

Sección 8-4. Polarización de emisor con dos fuentes

8-13. ¿Cuál es el valor de la corriente de emisor en la Figura 8-23? ¿Cuál es el valor de la tensión de colector?

8-14. Si todas las resistencias de la Figura 8-23 se duplican, ¿qué valor tiene la corriente de emisor? ¿Y la tensión de colector?

8-15. Todas las resistencias de la Figura 8-23 tienen una tolerancia de ±5 por 100. ¿Cuál es el mínimo valor posible para la tensión de colector? ¿Y el valor máximo?

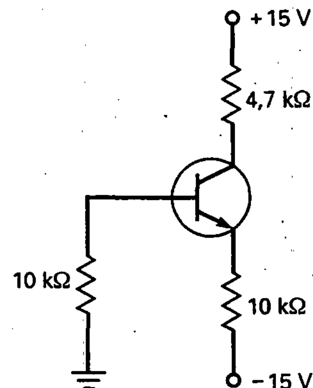


Figura 8-23

Sección 8-5. Otros tipos de polarización

8-16. La tensión de colector, ¿aumenta, disminuye o se mantiene constante en el circuito de la Figura 8-22 cuando se registran cambios pequeños en cada una de las magnitudes siguientes?

a) R_1 aumenta
b) R_2 disminuye
c) R_E aumenta
d) R_C disminuye
e) V_{CC} aumenta
f) β_{dc} disminuye

8-17. La tensión de colector, ¿aumenta, disminuye o se mantiene constante en el circuito de la Figu-

ra 8-24 cuando se registran pequeños aumentos en las magnitudes siguientes?

a) R_1 d) R_C
b) R_2 e) V_{CC}
c) R_E f) β_{dc}

Sección 8-6. Detección de averías

8-18. ¿Cuál es el valor aproximado de la tensión de colector en la Figura 8-22 para cada uno de los fallos siguientes?
a) R_1 en circuito abierto
b) R_2 en circuito abierto
c) R_E en circuito abierto
d) R_C en circuito abierto
e) Colector-emisor en circuito abierto

8-19. ¿Cuál es el valor aproximado de la tensión de colector en el circuito de la Figura 8-24 para cada uno de los fallos siguientes?
a) R_1 en circuito abierto
b) R_2 en circuito abierto
c) R_E en circuito abierto
d) R_C en circuito abierto
e) Colector-emisor en circuito abierto

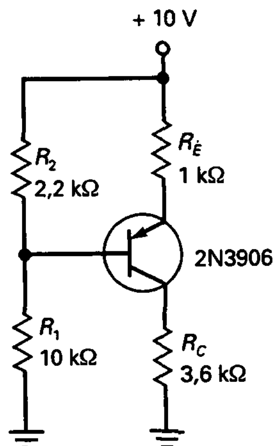


Figura 8-24

Sección 8-7. Transistores *pnp*

8-20. ¿Qué valor tiene la tensión de colector en la Figura 8-24?

8-21. ¿Qué valor tiene la tensión colector-emisor en la Figura 8-24?

8-22. ¿Qué valor tiene la corriente de saturación de colector en el circuito de la Figura 8-24? ¿Y la tensión de corte colector-emisor?

8-23. ¿Cuánto vale la tensión de emisor en el circuito de la Figura 8-25? ¿Cuánto vale la tensión de colector?

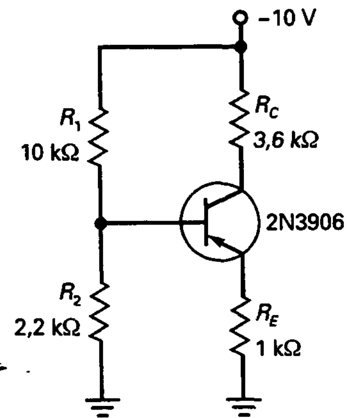


Figura 8-25

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

8-24. Alguien construyó el circuito de la Figura 8-22, pero cambió el divisor de tensión como sigue: $R_1 = 150$ kΩ y $R_2 = 33$ kΩ. Quien lo hizo no se explica por qué la tensión de base es apenas de 0,77 V, en vez de ser de 2,7 V (la salida ideal del divisor de tensión). ¿Puede el lector explicar qué es lo que sucede?

8-25. Alguien construye el circuito de la Figura 8-22 empleando un 2N3904. ¿Qué opina el lector sobre ello?

8-26. Un estudiante desea medir la tensión colector-emisor en el circuito de la Figura 8-22, así que conecta un voltímetro entre el colector y el emisor. ¿Qué lectura obtiene?

8-27. Suponga que en el circuito de la Figura 8-22 se le da la libertad de cambiar cualquiera de los componentes del circuito. Para ese caso, enumere todas las formas posibles de destruir el transistor.

8-28. La fuente de alimentación en la Figura 8-22 debe suministrar corriente al circuito. Enumere todos los métodos que podría emplear para determinar dicha corriente.

8-29. Calcule la tensión de colector para cada uno de los transistores de la Figura 8-26. (*Sugerencia:* Los condensadores son circuitos abiertos respecto de la corriente continua.)

8-30. En el circuito de la Figura 8-27*a* se emplean diodos de silicio. ¿Cuánto vale la corriente de emisor? ¿Y la de colector?

8-31. ¿Qué valor tiene la tensión de salida en el circuito de la Figura 8-27*b*?

8-32. ¿Cuál es el valor de la corriente que circula por el LED de la Figura 8-28*a*?

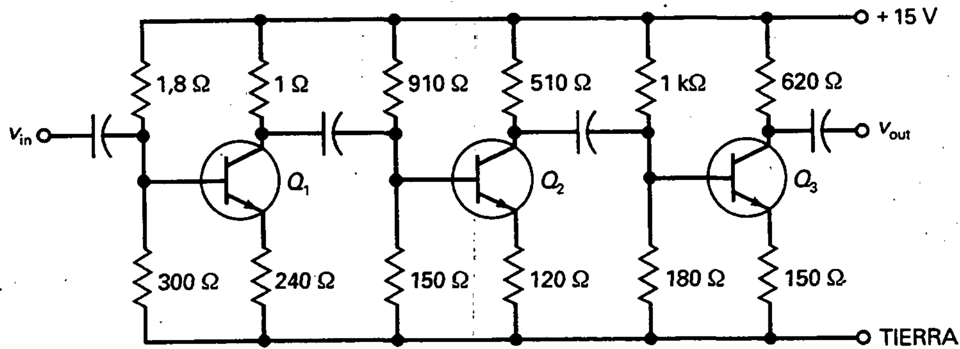


Figura 8-26

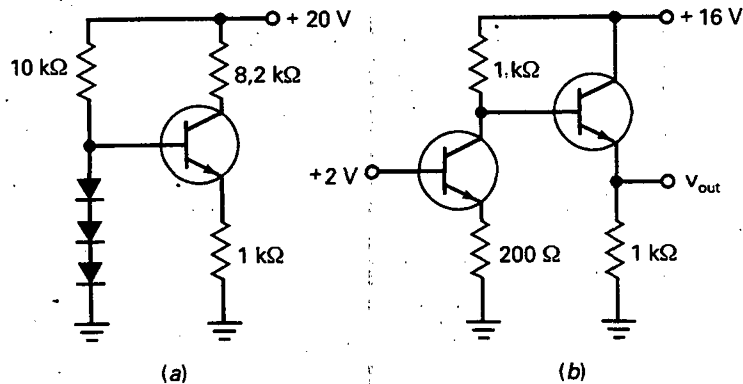


Figura 8-27

8-33. ¿Cuál es el valor de la corriente que circula por el LED de la Figura 8-28*b*?

8-34. Se desea que el divisor de tensión de la Figura 8-21 sea constante. Haga los cambios necesarios en R_1 y R_2 sin cambiar el punto Q.

PROBLEMAS DE DETECCIÓN DE AVERÍAS

Emplee la Figura 8-29 para los problemas siguientes.

8-35. Diga cuál es el fallo 1.
8-36. Diga cuál es el fallo 2.
8-37. Localice los fallos 3 y 4.
8-38. Localice los fallos 5 y 6.
8-39. Detecte los fallos 7 y 8.
8-40. Detecte los fallos 9 y 10.
8-41. Localice los fallos 11 y 12.

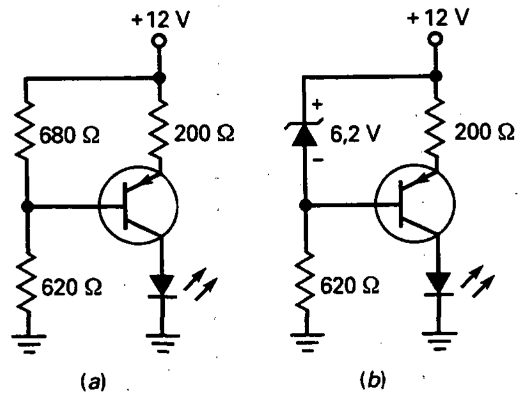
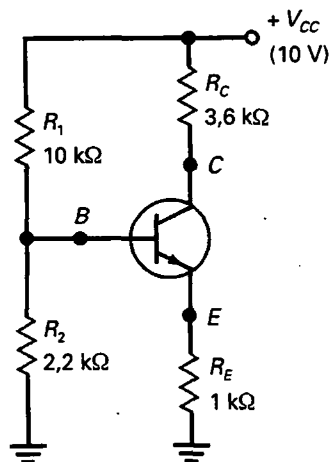


Figura 8-28



	1	2	3	4	5	6	7
A	10	1,1	2,7	1,1	0	0,7	0
B	0	1,8	∞	2,1	OK	10	1,83
C	0,5	0	1,13	7	3,4	1,13	OK
D	9,3	OK	1,8	1,1	10	10	1,1
E	0	2,1	8	4	0,4	OK	3
F	1,83	10	9,4	0	10	6	2,1
G	2,1	2,8	0,4	2,9	1,5	0,1	0

MEDIDAS

OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6
V_B : *B2*	V_B : *D5*	V_B : *A6*	V_B : *D3*	V_B : *E2*	V_B : *F4*	V_B : *C5*
V_E : *D7*	V_E : *D1*	V_E : *C2*	V_E : *D7*	V_E : *F7*	V_E : *A5*	V_B : *A3*
V_C : *F6*	V_C : *F3*	V_C : *G6*	V_C : *A1*	V_C : *B4*	V_C : *B6*	V_C : *G2*
R_2 : *D2*	R_2 : *E6*	R_2 : *D2*	R_2 : *B5*	R_2 : *C7*	R_2 : *D2*	R_2 : *B3*

T7	T8	T9	T10	T11	T12
V_B : *F1*	V_B : *B1*	V_B : *D4*	V_B : *A2*	V_B : *A5*	V_B : *F1*
V_E : *C6*	V_E : *C2*	V_E : *E5*	V_E : *E5*	V_E : *F4*	V_E : *C2*
V_C : *B6*	V_C : *D5*	V_C : *C1*	V_C : *D5*	V_C : *C2*	V_C : *D6*
R_2 : *E6*	R_2 : *A5*	R_2 : *D2*	R_2 : *D2*	R_2 : *D2*	R_2 : *B5*

Figura 8-29

CAPÍTULO 9

Modelos equivalentes para señal

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Dibujar un transistor amplificador y explicar cómo funciona.
- ➤ Explicar el funcionamiento de los condensadores de acoplo y desacoplo.
- ➤ Dar ejemplos de cortocircuitos y masas para señal.
- ➤ Utilizar el teorema de superposición para dibujar los circuitos equivalentes para continua y para señal.
- ➤ Definir el funcionamiento para pequeña señal y decir por qué es conveniente.
- ➤ Dibujar un amplificador que usa polarización por divisor de tensión (PDT). Dibujar su circuito equivalente para señal.

VOCABULARIO

- amplificador con dos fuentes de polarización de emisor
- amplificador con polarización de base
- amplificador con polarización por divisor de tensión
- amplificador en base común (BC)
- amplificador en colector común (CC)
- amplificador en emisor común (EC)
- amplificador para pequeña señal
- circuito equivalente para continua
- circuito equivalente para señal
- condensador de desacoplo
- condensador de acoplo
- distorsión
- ganancia de corriente continua
- ganancia de corriente para señal
- modelo π
- modelo de Ebers-Moll
- modelo T
- resistencia de emisor para señal
- teorema de superposición

Cuando un transistor se ha polarizado con el punto Q cerca del punto medio de la recta de carga, se puede aplicar a la base una pequeña señal alterna, lo que produce una señal alterna en el colector. Dicha señal en el colector se parece a la original, pero es mucho mayor; es decir, la tensión de la señal de colector es una versión amplificada de la tensión de la señal de la base.

La invención de los dispositivos amplificadores, primero las lámparas o tubos de vacío y más tarde los transistores, fue crucial para la evolución de la electrónica. Sin la amplificación no existirían la radio, la televisión o las computadoras.

9-1. LOS TRES TIPOS DE FÓRMULAS

En esta sección explicaremos el amplificador con polarización de base. Aunque un amplificador con polarización de base no es útil para producción en serie, tiene valor didáctico porque las ideas básicas se pueden aplicar para construir amplificadores más complicados.

❑ Condensador de acoplo

La Figura 9-1*a* muestra una fuente de tensión alterna conectada a un condensador y a una resistencia. Como la impedancia del condensador es inversamente proporcional a la frecuencia, el condensador bloquea la tensión continua y transmite la tensión alterna. Cuando la frecuencia es suficientemente alta, la reactancia capacitiva es mucho menor que la resistencia. En este caso, casi toda la tensión alterna de la fuente aparece en la resistencia. Cuando se usa de esta forma, el condensador se denomina *condensador de acoplo* porque acopla la señal alterna a la resistencia. Los condensadores de acoplo son importantes porque nos permiten acoplar una señal alterna a un amplificador sin distorsionar su punto *Q*.

Para que un condensador de acoplo funcione apropiadamente, su reactancia debe ser mucho menor que la resistencia *a la frecuencia más baja de la señal de la fuente alterna*. Por ejemplo, si la frecuencia de la fuente alterna varía de 20 Hz a 20 kHz, el peor caso ocurre a 20 Hz. Un diseñador de circuitos seleccionará un condensador cuya reactancia a 20 Hz sea mucho menor que la resistencia.

¿Cuánto es mucho menor? Como definición:

$$\text{Buen acoplamiento: } X_C < 0{,}1\ R \qquad (9\text{-}1)$$

Es decir, la reactancia debería ser al menos diez veces menor que la resistencia para la frecuencia más baja de funcionamiento. Cuando se satisface la regla 10:1, la Figura 9-1*a* se puede reemplazar por el circuito equivalente de la Figura 9-1*b*. ¿Por qué? La magnitud de la impedancia en la Figura 9-1*a* viene dada por:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Cuando se sustituye el peor caso en esta fórmula obtenemos:

$$Z = \sqrt{R^2 + (0{,}1\ R)^2} = \sqrt{R^2 + 0{,}01\ R^2} = \sqrt{1{,}01\ R^2} = 1{,}005\ R$$

Como la impedancia está dentro de un rango de 5 por 1.000 sobre *R* a la frecuencia más baja, la corriente en la Figura 9-1*a* es sólo 5 por 1.000 menor que la corriente en la Figura 9-1*b*.

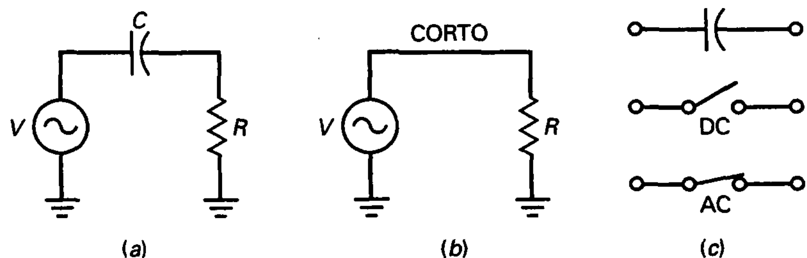


Figura 9-1. *a*) Condensador de acoplo; *b*) en el condensador es un cortocircuito para señal; *c*) circuito abierto para continua y cortocircuito para señal.

Como cualquier circuito bien diseñado satisface la regla 10:1, podemos aproximar todos los condensadores de acoplo como un cortocircuito para señal alterna (Fig. 9-1*b*).

Un comentario final acerca de los condensadores de acoplo: como la tensión continua tiene una frecuencia de cero, la reactancia de un condensador de acoplo es infinita a frecuencia cero. Por tanto, emplearemos estas dos aproximaciones para un condensador:

1. Para el análisis en continua, el condensador está abierto.
2. Para el análisis de alterna o señal, el condensador está en cortocircuito.

La Figura 9-1*c* resume estas dos importantes ideas. A menos que se indique lo contrario, todos los circuitos que analicemos desde ahora satisfacen la regla 10:1, de modo que podemos imaginar un condensador de acoplo como se muestra en la Figura 9-1*c*.

❑ Circuito de continua

La Figura 9-2*a* muestra un circuito con polarización de base. La tensión continua de la base es 0,7 V. Como 30 V es mucho mayor que 0,7 V, la corriente de base es aproximadamente 30 V dividida por 1 MΩ, o:

$$I_B = 30\ \mu\text{A}$$

Con una ganancia de corriente de 100, la corriente de colector es:

$$I_C = 3\ \text{mA}$$

y la tensión de colector:

$$V_C = 30\ \text{V} - (3\ \text{mA})(5\ \text{k}\Omega) = 15\ \text{V}$$

Así que el punto Q está localizado en 3 mA y 15 V.

❑ Circuito amplificador

La Figura 9-2*b* muestra cómo añadir componentes para construir un amplificador. Primero, se usa un condensador de acoplo entre la fuente de señal y la base. Como el condensador de acoplo está abierto para corriente continua, la misma corriente de base continua existe con o sin el condensador y la fuente de señal. Similarmente, se usa un condensador de acoplo entre el colector y la resistencia de carga de 100 kΩ. Como este condensador está abierto para corriente continua, la tensión continua de colector es la misma, con o sin el condensador y la resistencia de carga. La idea clave es que los condensadores de acoplo protegen la fuente de señal y la resistencia de carga de cambios en el punto Q.

En la Figura 9-2*b*, la tensión de la fuente de señal es 100 μV. Como el condensador de acoplo es un cortocircuito para señal, toda la tensión de la fuente de señal aparece entre la base y la masa. Esta tensión de señal produ-

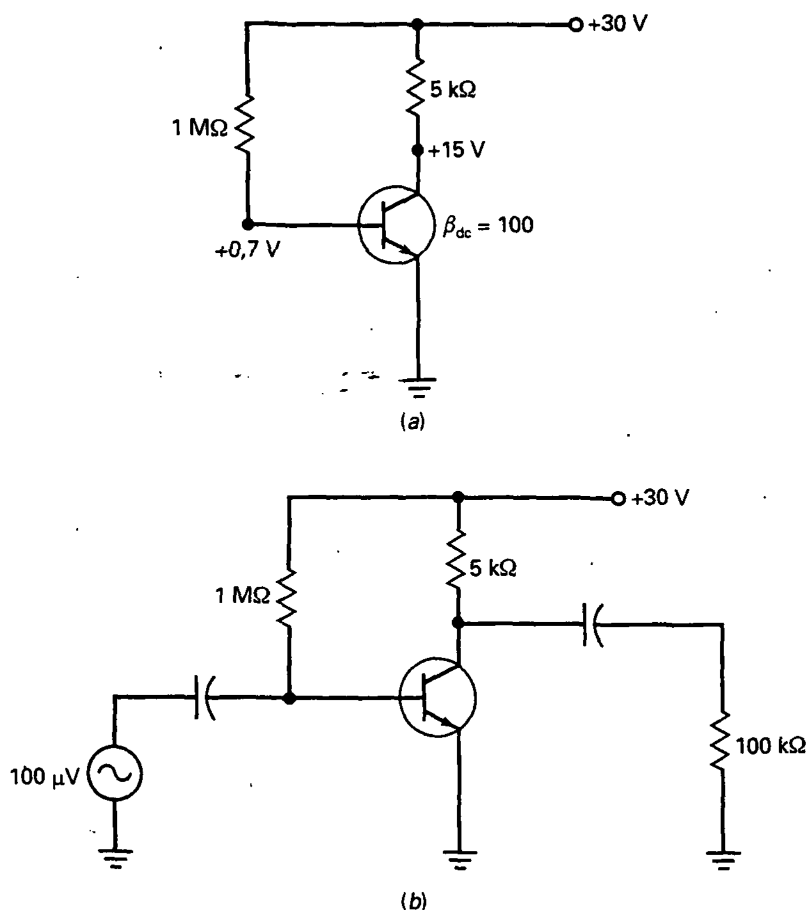


Figura 9-2. *a*) Polarización de base; *b*) amplificador con polarización de base.

ce una corriente de señal en la base que se añade a la corriente de base continua existente; esto es, la corriente total en la base tendrá una componente de continua y una componente de señal.

La Figura 9-3*a* ilustra la idea. Se superpone una componente de señal a la componente continua. En la mitad positiva del ciclo, la corriente de señal en la base se añade a los 30 μA de la corriente de base continua, y en la mitad negativa del ciclo se resta de ella.

La corriente de señal en la base produce una variación amplificada en la corriente de colector a causa de la ganancia de corriente. En la Figura 9-3*b* la corriente de colector tiene una componente continua de 3 mA. Superpuesta a ésta tenemos la corriente de señal en el colector. Como esta corriente de colector amplificada circula a través de la resistencia de colector, produce una tensión que varía a través de la resistencia de colector. Cuando esta tensión se resta de la tensión de la fuente, obtenemos la tensión de colector que se muestra en la Figura 9-3*c*.

De nuevo, una componente de señal se superpone a una componente continua. La tensión de colector oscila sinusoidalmente por encima y por

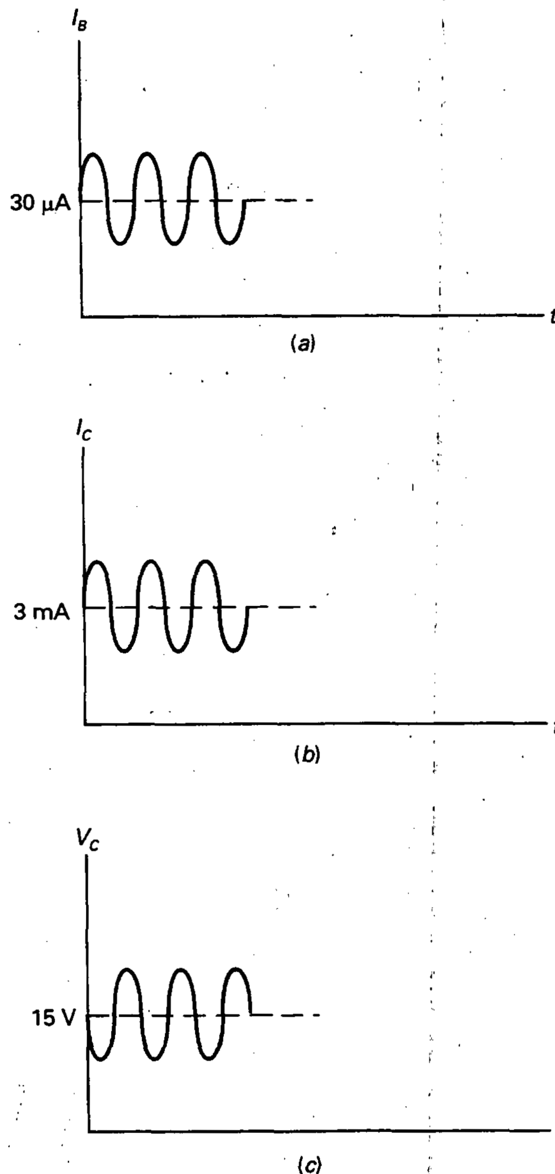


Figura 9-3. Componentes de continua y de alterna. *a*) Corriente de base; *b*) corriente de colector; *c*) tensión de colector.

debajo del nivel de continua de + 15 V. También, la tensión de colector para señal está invertida, 180° desfasada con la tensión de entrada. ¿Por qué? En la mitad positiva del ciclo de la corriente de señal en la base, la corriente de colector se incrementa, produciendo más tensión a través de la resistencia de colector. Esto significa que hay menos tensión entre colector y masa. Similarmente, en la mitad negativa del ciclo, la corriente de colector decrece. Como hay menos tensión a través de la resistencia de colector, la tensión de colector se incrementa.

❑ Formas de onda

La Figura 9-4 muestra las formas de onda para un amplificador con polarización de base. La tensión de la fuente de señal es una tensión sinusoidal pequeña. Ésta se acopla a la base, donde se superpone a la componente de continua de +0,7 V. La variación en la tensión de la base produce variaciones sinusoidales en la corriente de base, corriente de colector y tensión de colector. La tensión de colector total es una onda sinusoidal invertida superpuesta a la tensión de colector de continua de +15 V.

Fíjese en la acción del condensador de acoplo de salida. Como es un circuito abierto para la corriente continua, bloquea la componente de continua de la tensión de colector. Al ser un cortocircuito para la corriente alterna, acopla la tensión alterna de colector a la resistencia de carga. Por este motivo, la tensión de la carga es una señal puramente alterna con un valor medio de cero.

❑ Ganancia de tensión

La ganancia de tensión de un amplificador se define como la tensión alterna de salida dividida por la tensión alterna de entrada. Como definición:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} \tag{9-2}$$

Por ejemplo, si medimos una tensión alterna en la carga de 50 mV con una tensión alterna de entrada de 100 μV, la ganancia de tensión es:

$$A = \frac{50 \text{ mV}}{100 \text{ μV}} = 500$$

Esto significa que la tensión alterna de salida es 500 veces mayor que la tensión alterna de entrada.

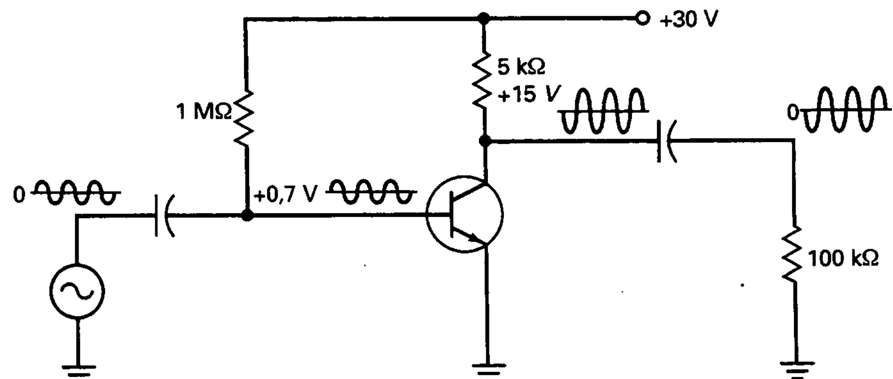


Figura 9-4. Amplificador con polarización de base y formas de onda.

❑ Cálculo de la tensión de salida

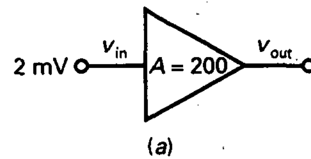
Podemos multiplicar ambos lados de la Ecuación (9-2) por v_{in} para obtener esta derivación:

$$v_{out} = Av_{in} \qquad (9\text{-}3)$$

Esto es útil cuando se quiere calcular el valor que v_{out}, dados los valores de A y v_{in}.

Por ejemplo, el símbolo triangular mostrado en la Figura 9-5*a* se usa para indicar un amplificador en cualquier diseño. Como tenemos una tensión de entrada de 2 mV y una ganancia de tensión de 200, podemos calcular la tensión de salida como:

$$v_{out} = (200)(2 \text{ mV}) = 400 \text{ mV}$$



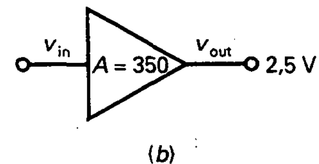


Figura 9-5. *a*) Cálculo de la tensión de salida; *b*) cálculo de la tensión de entrada.

❑ Cálculo de la tensión de entrada

Podemos dividir a ambos lados de la Ecuación (9-3) por A para obtener esta derivación:

$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A} \qquad (9\text{-}4)$$

lo que es útil cuando se quiere calcular el valor de v_{in}, dados los valores v_{out} y A. Por ejemplo, la tensión de salida es 2,5 V en la Figura 9-5*b*. Con una ganancia de tensión de 350, la tensión de entrada es:

$$v_{in} = \frac{2{,}5 \text{ V}}{350} = 7{,}14 \text{ mV}$$

9-2. AMPLIFICADOR CON POLARIZACIÓN DE EMISOR

El amplificador con polarización de base tiene un punto Q inestable. Por esta razón, no se usa mucho como amplificador. En lugar de él, se prefiere un amplificador con polarización de emisor (tanto PDT como PEDF) con su punto Q estable.

❑ Condensador de desacoplo

Un condensador de desacoplo es similar a un condensador de acoplo porque aparece abierto con corrientes continuas y en corto con corrientes alternas. Pero no se usa para acoplar una señal entre dos puntos. En lugar de eso se usa para crear una masa de alterna o masa para señal.

La Figura 9-6*a* muestra una fuente de tensión alterna conectada a una resistencia y un condensador. Cuando la frecuencia es suficientemente alta, la reactancia capacitiva es mucho menor que la resistencia. En este caso, casi toda la tensión de la fuente de señal aparece a través de la resistencia. Dicho de otra forma, el punto E está efectivamente en corto con la masa.

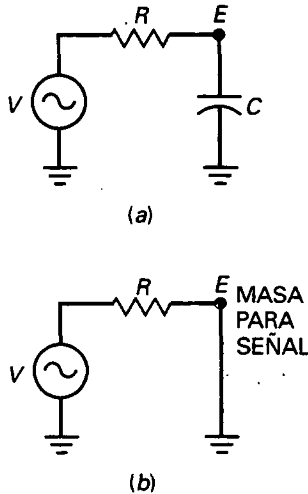


Figura 9-6. *a*) Condensador de desacoplo; *b*) el punto *E* es una masa para señal.

Cuando se usa de esta forma, el condensador se denomina *condensador de desacoplo* porque corta el punto *E* con la masa. Un condensador de desacoplo es importante porque nos permite crear una masa para señal en un amplificador sin distorsionar su punto *Q*.

Para que un condensador de desacoplo funcione correctamente, su reactancia debe ser mucho menor que la *resistencia a la frecuencia más baja de la fuente de señal*. La definición para un buen desacoplo es idéntica a la que se dio para un buen acoplo:

$$\text{Buen desacoplo: } X_C < 0{,}1\ R \qquad (9\text{-}5)$$

Cuando se satisface esta regla, la Figura 9-6*a* se puede reemplazar por el circuito equivalente de la Figura 9-6*b*.

❑ Amplificador PDT

La Figura 9-7 muestra un *amplificador con polarización por divisor de tensión* (PDT). Para calcular las tensiones y corrientes continuas se abren mentalmente todos los condensadores. Después, el circuito del transistor se simplifica al circuito PDT analizado en el Capítulo 8. Los valores de continua para este circuito son:

$V_B = 1{,}8$ V
$V_E = 1{,}1$ V
$V_C = 6{,}04$ V
$I_C = 1{,}1$ mA

Como antes, usamos un condensador de acoplo entre la fuente y la base, y otro condensador de acoplo entre colector y la resistencia de carga. También necesitamos usar un condensador de desacoplo entre el emisor y masa. Sin este condensador, la corriente alterna de la base podría ser mucho más pequeña; pero con el condensador de desacoplo obtendremos una ganancia de tensión mucho mayor. Los detalles matemáticos de esto se argumentarán en el siguiente capítulo.

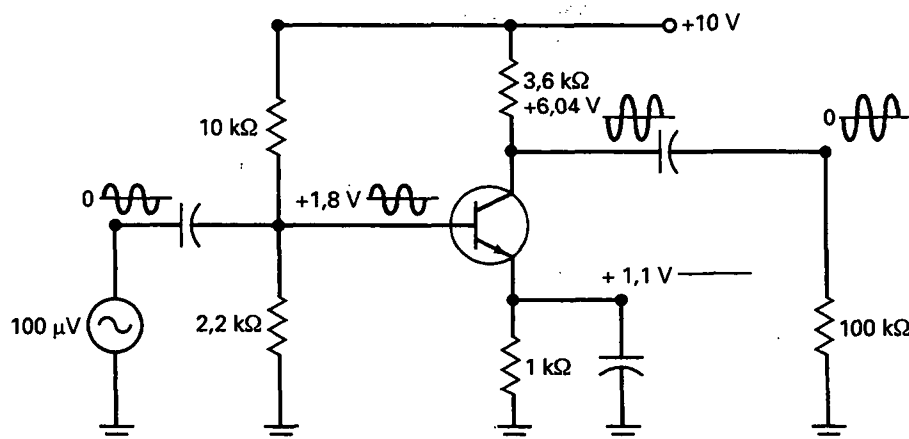


Figura 9-7. Amplificador PDT y formas de onda.

En la Figura 9-7, la tensión de la fuente de señal es 100 μV. Esta tensión se acopla a la base. A causa del condensador de desacoplo, toda esta tensión alterna aparece en el diodo base-emisor. La corriente alterna de la base produce entonces una tensión alterna de colector amplificada, como se describió previamente.

❑ Formas de onda en el PDT

Fíjese en las formas de onda de la tensión de la Figura 9-7. La tensión de la fuente de señal es una tensión sinusoidal pequeña con un valor medio de cero. La tensión de la base es una tensión alterna superpuesta a una tensión continua de +1,8 V. La tensión de colector es la tensión alterna amplificada e invertida superpuesta a la tensión continua de colector de +6,04 V. La tensión en la carga es la misma que la tensión de colector, excepto que tiene un valor medio de cero.

Fíjese también en la tensión en el emisor. Es una tensión continua pura de +1,1 V. No hay tensión alterna en el emisor porque el emisor es una masa para señal, resultado directo del empleo de un condensador de desacoplo. Es importante recordarlo porque es útil para detectar averías. Si el condensador de desacoplo estuviera abierto, podría aparecer una tensión alterna entre el emisor y masa. Este síntoma apuntaría inmediatamente al condensador de desacoplo abierto como única avería.

❑ Circuitos discretos contra integrados

El amplificador PDT de la Figura 9-7 es la forma estándar de construir un amplificador a transistores discreto. *Discreto* significa que todos los componentes, como resistencias, condensadores y transistores se insertan y conectan individualmente para obtener el circuito final. Un *circuito discreto* se diferencia de un *circuito integrado (IC)* en que todos los componentes se crean y conectan simultáneamente en un *chip*, un pedazo de material semiconductor. En capítulos posteriores se explicará *el amplificador operacional*, un amplificador en circuito integrado que produce ganancias de tensión mayores que 100.000.

❑ Circuito PEDF

La Figura 9-8 muestra un amplificador con polarización de emisor con dos fuentes (PEDF). Analizamos la parte continua del circuito en el Capítulo 8 y calculamos estas tensiones de funcionamiento:

$V_B \approx 0$ V
$V_E = -0{,}7$ V
$V_C = 5{,}32$ V
$I_C = 1{,}3$ mA

La Figura 9-8 muestra dos condensadores de acoplo y un condensador de desacoplo en el emisor. El funcionamiento del circuito para señal es similar al de un amplificador PDT. Se acopla una señal a la base. La señal es

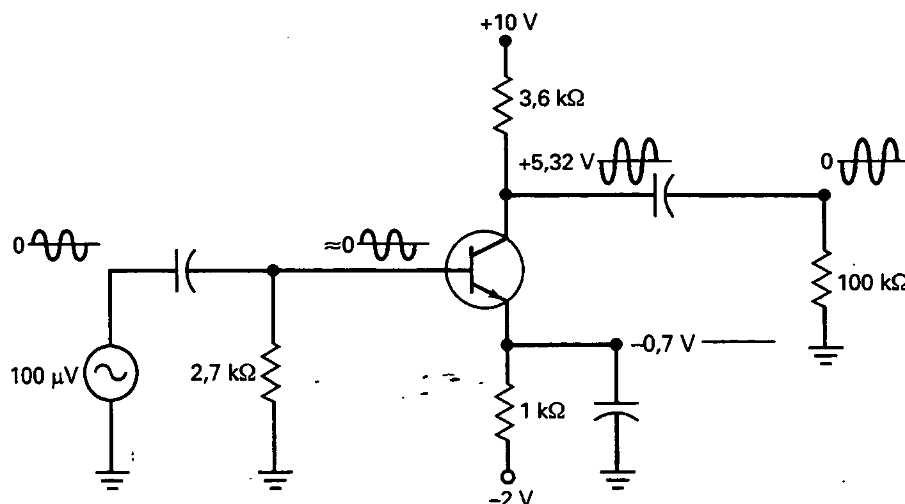


Figura 9-8. Amplificador PEDF y formas de onda.

amplificada para obtener la tensión de colector. La señal amplificada se acopla después a la carga.

Fíjese en las formas de onda. La tensión de la fuente alterna es una tensión sinusoidal pequeña. La tensión de la base es una pequeña componente alterna montada sobre una componente de continua de aproximadamente 0 V. La tensión total de colector es una onda sinusoidal invertida montada sobre una tensión de continua de colector de +5,32 V. La tensión en la carga es la misma señal amplificada sin componente continua.

Fíjese de nuevo en la tensión de continua pura en el emisor, resultado directo de usar el condensador de desacoplo. Si el condensador de desacoplo estuviera abierto aparecería una tensión alterna en el emisor. Esto reduciría enormemente la ganancia de tensión. Por tanto, si se detectan averías en un amplificador con condensadores de desacoplo, recuerde que todas las masas de señal deben tener tensión alterna cero.

9-3. FUNCIONAMIENTO PARA PEQUEÑA SEÑAL

La Figura 9-9 muestra la curva de la corriente en función de la tensión para el diodo base-emisor. Cuando se acopla una tensión alterna a la base de un transistor aparece una tensión alterna a través del diodo base-emisor. Esto produce la variación sinusoidal en V_{BE} que se muestra en la Figura 9-9.

❑ El punto instantáneo de trabajo

Cuando la tensión aumenta hasta su valor de pico positivo, el punto instantáneo de trabajo se mueve desde *Q* hacia el punto superior mostrado en la Figura 9-9. Por otra parte, cuando la onda sinusoidal alcanza su valor de pico negativo, el punto instantáneo de trabajo se mueve desde *Q* hacia el punto inferior.

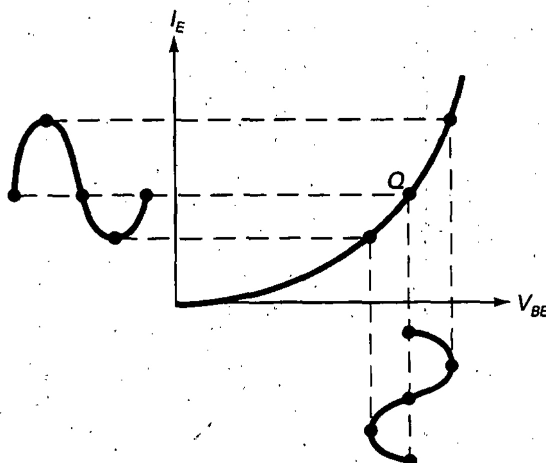


Figura 9-9. Distorsión cuando la señal es demasiado grande.

La tensión total base-emisor en la Figura 9-9 es una tensión de señal alterna centrada en una tensión continua. La amplitud de la señal alterna determina cuánto se aleja el punto instantáneo del punto Q. Grandes amplitudes de señal producirán grandes variaciones, mientras que amplitudes pequeñas producirán sólo variaciones pequeñas.

❑ Distorsión

La señal aplicada a la base produce una corriente en el emisor, como se aprecia en la Figura 9-9. Esta corriente alterna de emisor tiene la misma frecuencia que la tensión alterna de base. Por ejemplo, si el generador que excita a la base tiene una frecuencia de 1 kHz, la corriente alterna de emisor tendrá una frecuencia de 1 kHz. Además, la corriente de emisor tiene más o menos la misma forma que la tensión alterna de la base. Si la tensión de base es sinusoidal, entonces la corriente de emisor será aproximadamente sinusoidal.

La razón por la cual la corriente de emisor no es una réplica perfecta de la tensión de base es la curvatura de la gráfica. Como ésta es una curva cóncava, el semiciclo positivo de la corriente de emisor se alarga, mientras que el semiciclo negativo se comprime. A este efecto se le da el nombre de *distorsión*. No es deseable en los amplificadores de alta fidelidad, pues modifica el sonido de la voz y de la música.

❑ Cómo reducir la distorsión

Una forma de reducir la distorsión para el circuito de la Figura 9-9 consiste en mantener un valor pequeño de señal en la base. Si se reduce el valor de pico de la tensión en la base, se reduce el desplazamiento del punto instantáneo de trabajo. Cuanto menor sea esta excursión o fluctuación, menor pare-

ce la curvatura de la gráfica. Si la señal es lo suficientemente pequeña, la curva parece una línea recta.

¿Por qué es esto importante? Porque para una señal pequeña no hay distorsión. En este caso, los cambios en la corriente de emisor son directamente proporcionales a los cambios en la tensión de base, ya que la curva es casi lineal. En otras palabras, si la señal de base es una onda sinusoidal suficientemente pequeña, la corriente de emisor causada por ella también será una onda sinusoidal pequeña y apenas se verá distorsionada.

❑ La regla del 10 por 100

La corriente total de emisor mostrada en la Figura 9-9 consiste en una componente continua y una componente alterna, que se puede escribir como

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

donde

I_E = la corriente total de emisor
I_{EQ} = la corriente continua de emisor
i_e = la corriente alterna de emisor

Para minimizar la distorsión, el valor pico a pico de i_e debe ser pequeño comparado con I_{EQ}. Nuestra definición de funcionamiento con pequeña señal es:

$$\text{Pequeña señal: } i_{e(pp)} < 0{,}1\ I_{EQ} \qquad (9\text{-}6)$$

Esto significa que la señal alterna es pequeña cuando la corriente alterna pico a pico de emisor es menor que el 10 por 100 de la corriente de emisor. Por ejemplo, si la corriente continua de emisor es 10 mA, como se muestra en la Figura 9-10, la corriente pico a pico de emisor debería ser menor que 1 mA para tener funcionamiento con pequeña señal.

De ahora en adelante, a aquellos amplificadores que satisfagan la regla del 10 por 100 los *llamaremos amplificadores para pequeña señal.* Este tipo de amplificador se utiliza en las primeras etapas de los receptores de radio y

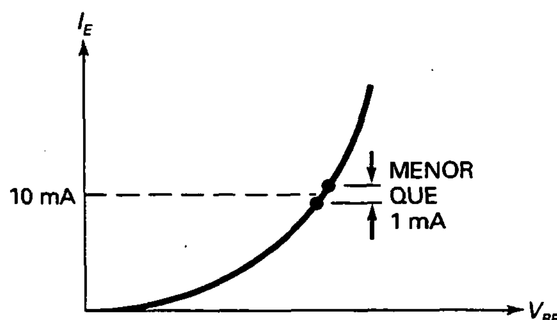


Figura 9-10. Definición de funcionamiento para pequeña señal.

de televisión. La razón es que la señal que viene de la antena es una señal muy débil. Al acoplarse a un transistor amplificador una señal débil producirá variaciones muy pequeñas en la corriente de emisor, mucho menores que las requeridas por la regla del 10 por 100.

9-4. GANANCIA PARA SEÑAL

En todas las formulaciones planteadas hasta este momento, la ganancia de corriente ha sido la ganancia de corriente en continua. Ésta se definió como:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \tag{9-7}$$

Las corrientes en esta fórmula son las corrientes en el punto Q de la Figura 9-11. A causa de la curvatura de la gráfica de I_C en función de I_B, la ganancia de corriente continua depende de la localización del punto Q.

❑ Definición

La ganancia de corriente para señal es diferente. Se define como:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \tag{9-8}$$

Es decir, la ganancia de corriente para señal es igual a la corriente alterna de colector dividida por la corriente alterna de base. En la Figura 9-11, la

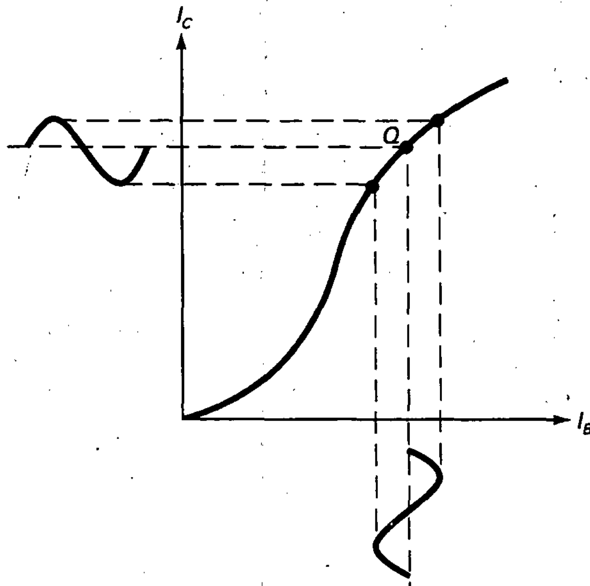


Figura 9-11. La ganancia de corriente para señal es igual al cociente de cambios.

señal alterna usa sólo una pequeña parte de la curva a ambos lados del punto Q. A causa de esto, el valor de la ganancia de corriente para señal es diferente del valor de la ganancia de corriente continua, que usa casi toda la curva.

Gráficamente, β es igual a la pendiente de la curva en el punto Q en la Figura 9-11. Si polarizásemos el transistor a un punto Q diferente, la pendiente de la curva podría cambiar, lo que significa que β podría cambiar; es decir, el valor de β depende de la cantidad de corriente de colector.

En las hojas de características, β_{dc} aparece como h_{FE} y β aparece como h_{fe}. Fíjese en que los subíndices en mayúsculas se usan para corrientes continuas y los subíndices en minúsculas para corrientes alternas. Las dos ganancias de corriente tienen valores comparables, no se diferencian en una gran cantidad. Por esta razón, si se tiene el valor de una, se puede usar el mismo valor para la otra en análisis preliminares.

❑ Notación

Para mantener los valores de continua distintos de los de alterna, es una práctica estándar usar letras mayúsculas y subíndices para valores de continua. Por ejemplo, hemos estado usando:

I_E, I_C e I_B para las corrientes continuas;
V_E, V_C y V_B para las tensiones continuas;
V_{BE}, V_{CE} y V_{CB} para las tensiones continuas entre terminales.

Para los valores de alterna, usaremos letras minúsculas y subíndices como sigue:

i_e, i_c e i_b para las corrientes alternas;
v_e, v_c y v_b para las tensiones alternas;
v_{be}, v_{ce} y v_{cb} para las tensiones alternas entre terminales.

También se debe mencionar el uso de R mayúscula para resistencias en continua y r minúscula para resistencias para señal. La siguiente sección trata sobre resistencias para señal.

9-5. RESISTENCIA PARA SEÑAL DEL DIODO EMISOR

La Figura 9-12 muestra una curva de la corriente en función de la tensión para el diodo de emisor. Cuando hay una pequeña tensión de alterna entre los extremos del diodo emisor, se produce la corriente alterna de emisor que se muestra. La amplitud de esta corriente alterna de emisor depende de la localización del punto Q. A causa de la curvatura se obtiene más corriente alterna de emisor pico a pico cuando el punto Q está más alto en la gráfica.

❑ Definición

Como se comentó en la Sección 9-3, la corriente total de emisor tiene una componente continua y una componente alterna. Matemáticamente:

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

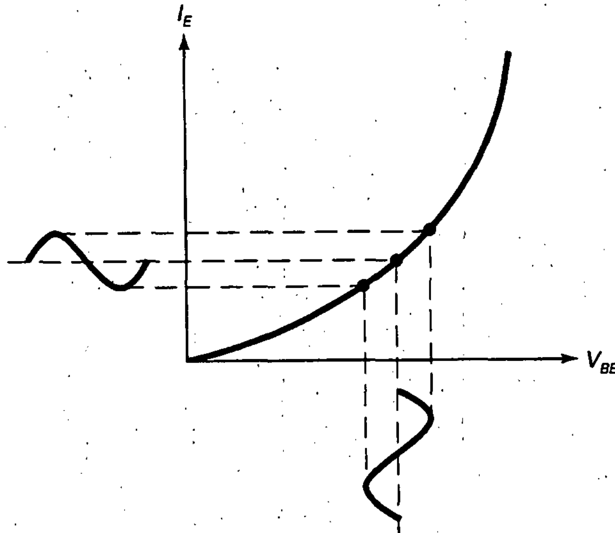


Figura 9-12. Resistencia para señal del diodo emisor.

donde I_{EQ} es la corriente continua de emisor e i_e es la corriente alterna de emisor.

De forma similar, la tensión total base-emisor de la Figura 9-12 tiene una componente continua y una componente alterna. Su ecuación se puede escribir como:

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

donde V_{BEQ} es la tensión continua base-emisor y v_{be} es la tensión alterna base-emisor.

En la Figura 9-12, la variación sinusoidal en V_{BE} produce una variación sinusoidal en I_E. El valor pico a pico de i_e depende de la localización del punto Q. A causa de la curvatura de la gráfica, una v_{be} fija produce más i_e a medida que el punto Q está polarizado en un punto más alto de la curva. Dicho de otro modo, la resistencia para señal del diodo emisor decrece cuando la corriente continua de emisor crece.

La resistencia para señal del diodo emisor se define como:

$$r_e' = \frac{v_{be}}{i_e} \qquad (9\text{-}9)$$

Esto indica que la resistencia para señal del diodo emisor es igual a la tensión alterna base-emisor dividida por la corriente alterna de emisor. La prima (′) en r_e' es una forma estándar de indicar que la resistencia está dentro del transistor.

Por ejemplo, la Figura 9-13 muestra una tensión alterna base-emisor de 5 mV pp. En el punto Q dado, esto indica una corriente alterna de emisor de 100 μA pp. La resistencia para señal del diodo emisor es:

$$r_e' = \frac{5\ \text{mV}}{100\ \mu\text{A}} = 50\ \Omega$$

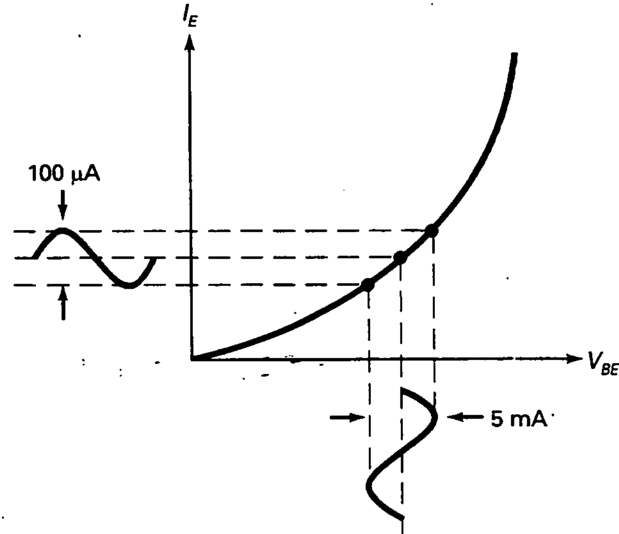


Figura 9-13. Cálculo de r'_e.

Como otro ejemplo, suponga que un punto Q más alto en la Figura 9-13 tiene $v_{be} = 5$ mV e $i_e = 200$ μA. Entonces la resistencia para señal decrece a:

$$r'_e = \frac{5 \text{ mV}}{200 \text{ μA}} = 25 \, \Omega$$

La conclusión es la siguiente: la resistencia de emisor para señal siempre decrece cuando la corriente alterna de emisor crece, porque v_{be} es esencialmente un valor constante.

❑ Fórmula para la resistencia de emisor para señal

Usando la física del estado sólido y algo de cálculo es posible derivar la siguiente fórmula importante para la resistencia de emisor para señal:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \tag{9-10}$$

Esto indica que la resistencia para señal del diodo emisor es igual a 25 mV dividido por la corriente continua de emisor.

Esta fórmula es importante por su simplicidad y por el hecho de que se aplica a todos los tipos de transistores. Se usa mucho en la industria para calcular un valor preliminar para la resistencia para señal del diodo emisor. La derivación supone funcionamiento para pequeña señal, temperatura ambiente y una unión base-emisor rectangular y abrupta. Como los transistores comerciales tienen uniones graduales y no rectangulares, habrá algunas desviaciones de la Ecuación (9-10). En la práctica, casi todos los transisto-

res comerciales tienen una resistencia de emisor para señal entre 25 mV/I_E y 50 mV/I_E.

La resistencia r'_e es importante porque determina la ganancia de tensión. Cuanto más pequeña es, mayor es la ganancia de tensión. En el Capítulo 10 se mostrará cómo emplear r'_e para calcular la ganancia de tensión de un transistor amplificador.

EJEMPLO 9-1

¿A qué es igual r'_e en el amplificador con polarización de base de la Figura 9-14*a*?

SOLUCIÓN

Primero, calculamos una corriente continua de emisor de aproximadamente 3 mA para este circuito. Con la Ecuación (9-10), la resistencia para señal del diodo emisor es:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{3\text{ mA}} = 8{,}33\ \Omega$$

EJEMPLO 9-2

En la Figura 9-14*b*, ¿cuánto vale r'_e?

SOLUCIÓN

En primer lugar, analizamos este amplificador PDT y calculamos una corriente continua de emisor de 1,1 mA. La resistencia para señal del diodo emisor es:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1{,}1\text{ mA}} = 22{,}7\ \Omega$$

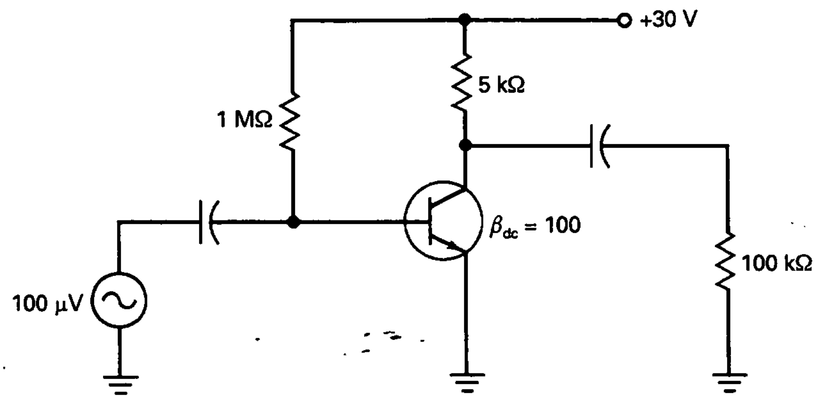
EJEMPLO 9-3

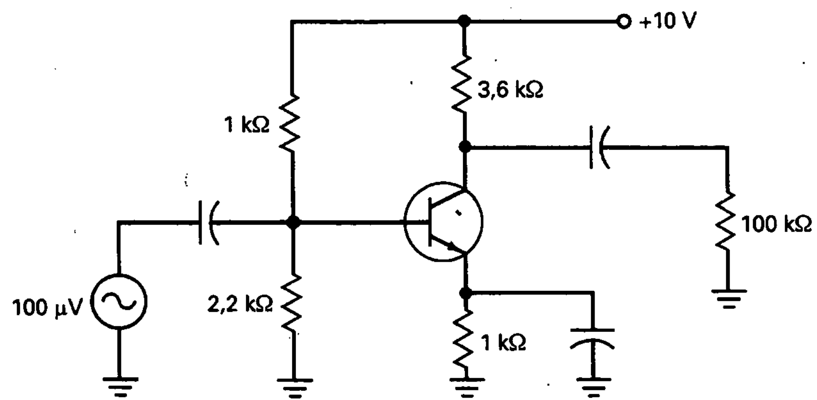
¿Cuál es la resistencia para señal del diodo emisor para el amplificador con polarización de emisor con dos fuentes de la Figura 9-14*c*?

SOLUCIÓN

De los cálculos anteriores, tenemos una corriente continua de emisor de 1,3 mA. Ahora, podemos calcular la resistencia para señal del diodo emisor:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1{,}3\text{ mA}} = 19{,}2\ \Omega$$





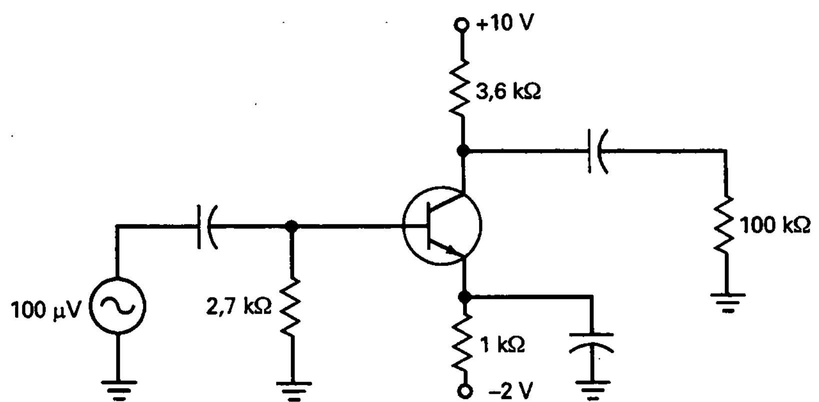


Figura 9-14. *a*) Amplificador con polarización de base; *b*) amplificador PDT; *c*) amplificador PEDF.

9-6. DOS MODELOS DE TRANSISTOR

Para analizar el funcionamiento para señal de un transistor amplificador necesitamos un circuito equivalente para un transistor. Dicho de otro modo, necesitamos un modelo que simule cómo se comporta cuando se introduce una señal alterna.

❑ El modelo T

Uno de los primeros modelos para señal fue el modelo de Ebers-Moll, que se muestra en la Figura 9-15. Por lo que concierne a pequeña señal, el diodo emisor de un transistor actúa como una resistencia en alterna r'_e y el diodo colector como una fuente de corriente i_c. Como el modelo de Ebers-Moll parece una *T* acostada, el circuito equivalente también se denomina *modelo T*.

Cuando se analiza un transistor amplificador se puede reemplazar cada transistor por un modelo T. Después, se puede calcular el valor de r'_e y otros valores para señal, como la ganancia de tensión. Los detalles se expondrán en el siguiente capítulo.

❑ El modelo π

Cuando una señal alterna de entrada excita un transistor amplificador aparece una tensión alterna base-emisor v_{be} en el diodo emisor, como se muestra en la Figura 9-16*a*. Esto produce una corriente alterna de base i_b. La fuente de tensión alterna tiene que suministrar esta corriente alterna de base para que el transistor amplificador funcione correctamente. Dicho de otro modo, la fuente de tensión alterna está cargada por la impedancia de entrada de la base.

La Figura 9-16*b* ilustra la idea. Mirando hacia la base del transistor, la fuente de tensión alterna ve una impedancia de entrada $z_{in(base)}$. A frecuencias bajas, esta impedancia es puramente resistiva y definida como:

$$z_{in(base)} = \frac{v_{be}}{i_b} \tag{9-11}$$

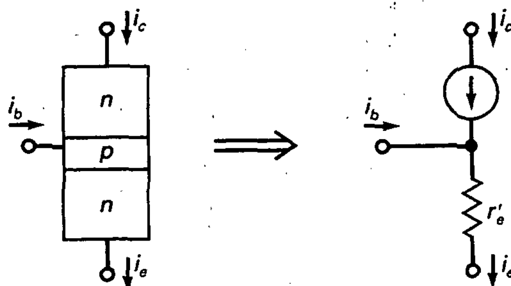


Figura 9-15. Modelo T de un transistor.

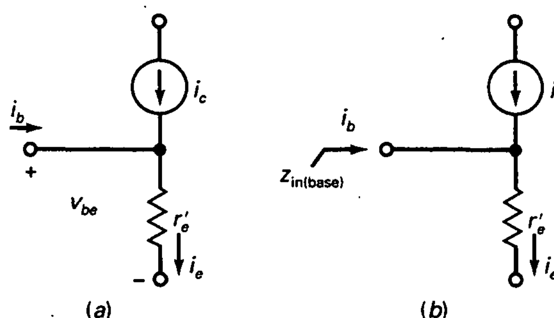


Figura 9-16. Definición de la impedancia de entrada de la base.

Aplicando la ley de Ohm al diodo emisor de la Figura 9-16*a*, podemos escribir:

$$v_{be} = i_e r'_e$$

Sustituyendo esta ecuación en la anterior se obtiene:

$$z_{in(base)} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{i_e r'_e}{i_b}$$

Como $i_e \approx i_c$, la ecuación anterior se simplifica a:

$$z_{in(base)} = \beta r'_e \qquad (9\text{-}12)$$

Esta ecuación nos indica que la impedancia de entrada de la base es igual a la ganancia de corriente alterna multiplicada por la resistencia para señal del diodo emisor.

La Figura 9-17*a* muestra el modelo π de un transistor y constituye una representación visual de la Ecuación (9-12). El modelo π es más fácil de usar que el modelo T (Fig. 9-17*b*) porque la impedancia de entrada no es obvia cuando se mira el modelo T. Por otro lado, el modelo π muestra claramente que una impedancia de entrada de $\beta r'_e$ cargará la fuente de tensión que excita la base.

Como los modelos π y T son circuitos equivalentes de alterna para un transistor, podemos usar cualquiera de los dos cuando analizamos un amplificador. La mayoría de las veces usaremos el modelo π. Con algunos circuitos como los amplificadores diferenciales del Capítulo 17, el modelo T ofrece una mejor interpretación del funcionamiento del circuito. Ambos modelos son muy utilizados en la industria.

9-7. CÓMO ANALIZAR UN AMPLIFICADOR

El análisis de un amplificador es complejo porque ambas fuentes de continua y de señal están en el mismo circuito. Para analizar amplificadores, podemos calcular primero el efecto de las fuentes de continua y después el efecto de las fuentes de señal.

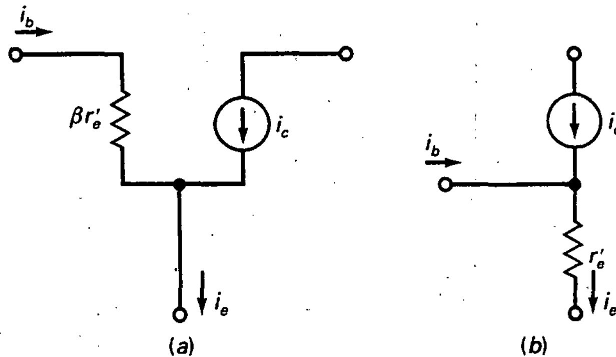


Figura 9-17. Modelo π de un transistor.

❑ El circuito equivalente para continua

La forma más simple de analizar un amplificador es dividir el análisis en dos partes: un análisis en continua y un análisis en alterna. En el análisis en continua podemos calcular las tensiones y corrientes continuas, para lo cual abrimos mentalmente todos los condensadores. El circuito que queda es el *circuito equivalente para continua.*

Con el circuito equivalente para continua podemos calcular las corrientes y tensiones del transistor que se necesitan. Si se están detectando averías es adecuado aproximar respuestas. La corriente más importante en el análisis en continua es la corriente continua de emisor. Ésta es necesaria para calcular r'_e en el análisis para señal.

❑ Efecto en alterna de una fuente de tensión continua

En la Figura 9-18*a* se muestra un circuito con fuentes de continua y de señal. ¿Cuál es la corriente alterna en un circuito como éste? Por lo que concierne a la corriente alterna, la fuente de tensión continua actúa como un cortocircuito en alterna, como se muestra en la Figura 9-18*b*. ¿Por qué? Porque una fuente de tensión continua tiene una tensión constante a través de ella. Por lo tanto, cualquier corriente alterna que fluye a través de ella no puede producir una tensión alterna en sus bornes. Si no puede existir tensión alterna, la fuente de tensión continua es equivalente a un cortocircuito en alterna.

Otra forma de entender la idea es recordar el teorema de superposición explicado en cursos básicos de electrónica. Para aplicar superposición a la Figura 9-18*a* podemos calcular el efecto de cada fuente actuando separadamente mientras las otras se reducen a cero. Reducir la fuente de tensión continua a cero equivale a cortocircuitarla. Por lo tanto, para calcular el efecto de la fuente de alterna en la Figura 9-18*a* ponemos en cortocircuito todas las fuentes de tensión continua.

A partir de ahora pondremos en corto las fuentes de tensión continua cuando analicemos el funcionamiento en alterna de un amplificador. Como se muestra en la Figura 9-18*b*, esto significa que cada una de las fuentes de tensión actúa como una masa para señal.

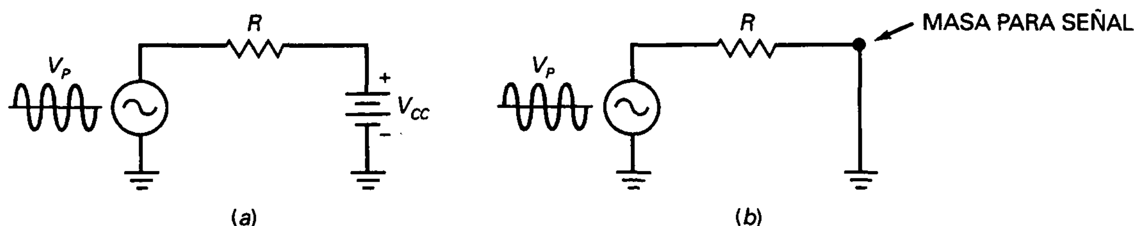


Figura 9-18. La fuente de tensión continua es un cortocircuito para señal.

❑ Circuito equivalente para señal

Después de analizar el circuito equivalente en continua, el siguiente paso consiste en analizar el *circuito equivalente para señal.* Éste es el circuito que queda después de que se han cortocircuitado mentalmente todos los condensadores y todas las fuentes de tensión continua. El transistor se puede sustituir tanto con el modelo π como con el modelo T. En el siguiente capítulo expondremos los detalles matemáticos del análisis para señal. Para el resto de este capítulo nos centraremos en cómo obtener el circuito equivalente para señal para los tres amplificadores explicados hasta ahora: polarización de base, PDT y PEDF.

❑ Amplificador con polarización de base

La Figura 9-19*a* es un amplificador con polarización de base. Después de abrir mentalmente todos los condensadores y analizar el circuito equivalente para continua, estamos listos para el análisis en alterna. Para obtener el circuito equivalente para señal cortocircuitamos todos los condensadores y fuentes de tensión alterna. Entonces, el punto etiquetado como $+V_{CC}$ es una masa para señal.

La Figura 9-19*b* muestra el circuito equivalente para señal. Como se puede observar, el transistor ha sido sustituido por su modelo π. En el circuito de base la tensión alterna de entrada aparece a través de R_B en paralelo con $\beta r'_e$. En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

❑ Amplificador PDT

La Figura 9-20*a* es un amplificador PDT y la Figura 9-20*b* es su circuito equivalente para señal. Como se puede observar, todos los condensadores han sido cortocircuitados, la fuente de continua se ha convertido en una masa para señal y el transistor ha sido sustituido por su modelo π. En el circuito de base la tensión alterna de entrada aparece a través de R_1 en paralelo con R_2 en paralelo con $\beta r'_e$. En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

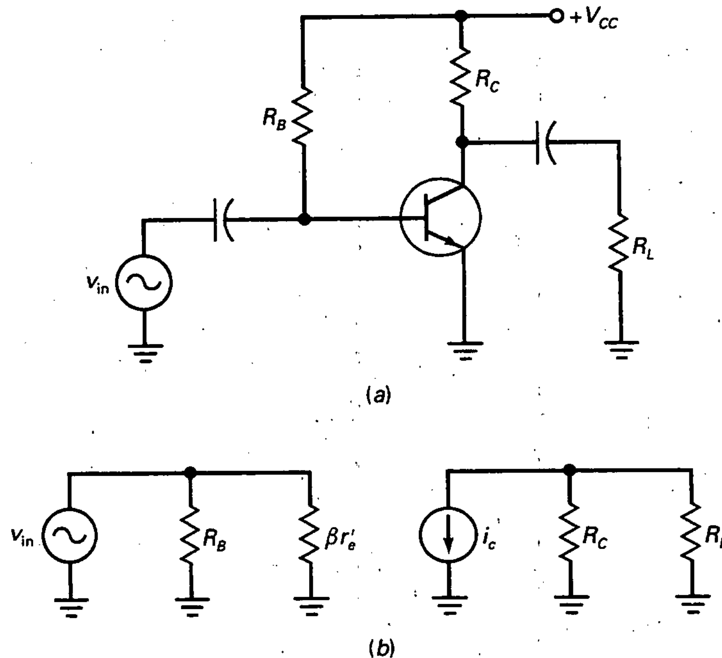


Figura 9-19. *a*) Amplificador con polarización de base; *b*) circuito equivalente para señal.

❑ Amplificador PEDF

Nuestro último ejemplo es el amplificador con polarización de emisor con dos fuentes de la Figura 9-21*a*. Después de analizar el circuito equivalente para continua podemos dibujar el circuito equivalente para señal de la Figura 9-21*b*.

De nuevo, todos los condensadores se han cortocircuitado, la fuente de tensión continua se ha convertido en una masa para señal y el transistor se ha sustituido por su modelo π. En el circuito de base la tensión alterna de entrada aparece a través de R_B en paralelo con $\beta r'_e$.

En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

❑ Amplificadores en emisor común (EC)

Los tres diferentes amplificadores de las Figuras 9-19, 9-20 y 9-21 son ejemplos de un amplificador en emisor común (EC). Se puede reconocer inmediatamente un amplificador en EC porque su emisor es una masa para señal.

En un amplificador en EC la señal alterna de entrada se acopla a la base y la señal amplificada aparece en el colector.

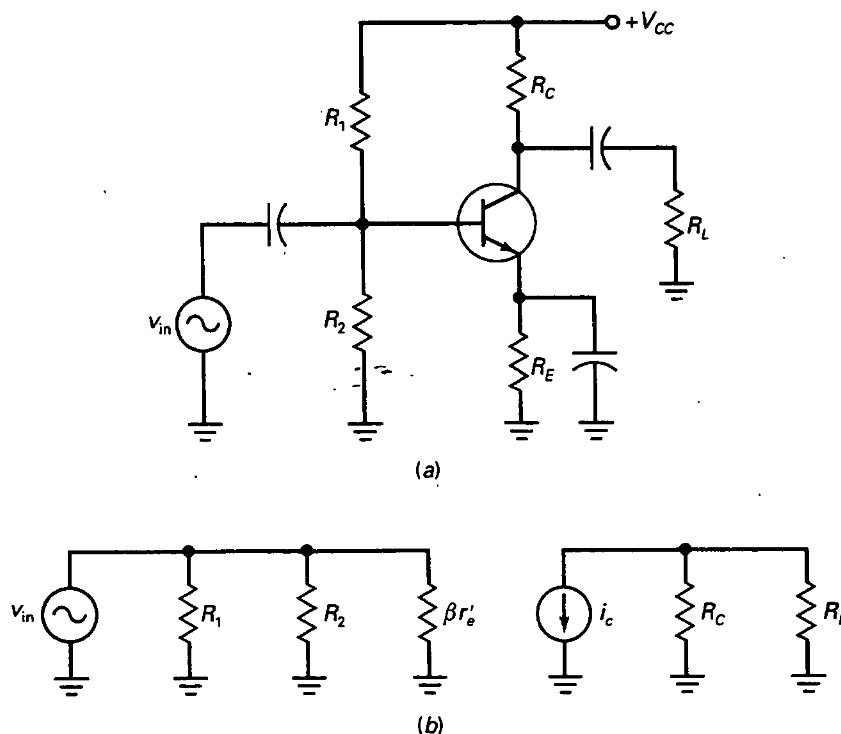


Figura 9-20. *a*) Amplificador PDT; *b*) circuito equivalente para señal.

Son posibles otros dos tipos básicos de transistores amplificadores. El amplificador en base común (BC) y el amplificador en colector común (CC). El amplificador BC tiene su base a masa para señal y el amplificador CC tiene su colector a masa para señal. Son útiles en algunas aplicaciones pero no tan populares como el amplificador EC. En capítulos posteriores analizaremos los amplificadores BC y CC.

❑ Ideas principales

El anterior método de análisis funciona para todos los amplificadores. Se empieza por un circuito equivalente para continua. Después de calcular las tensiones y corrientes continuas, se analiza el circuito equivalente para señal. Las ideas clave para obtener el circuito equivalente para señal son:

1. Cortocircuitar todos los condensadores de acoplo y desacoplo.
2. Imaginar todas las fuentes de tensión continuas como masas para señal.
3. Sustituir el transistor por su modelo π o T.
4. Dibujar el circuito equivalente para señal.

Los siguientes Capítulos emplearán este método para calcular la ganancia de tensión, la impedancia de entrada y otras características de los amplificadores.

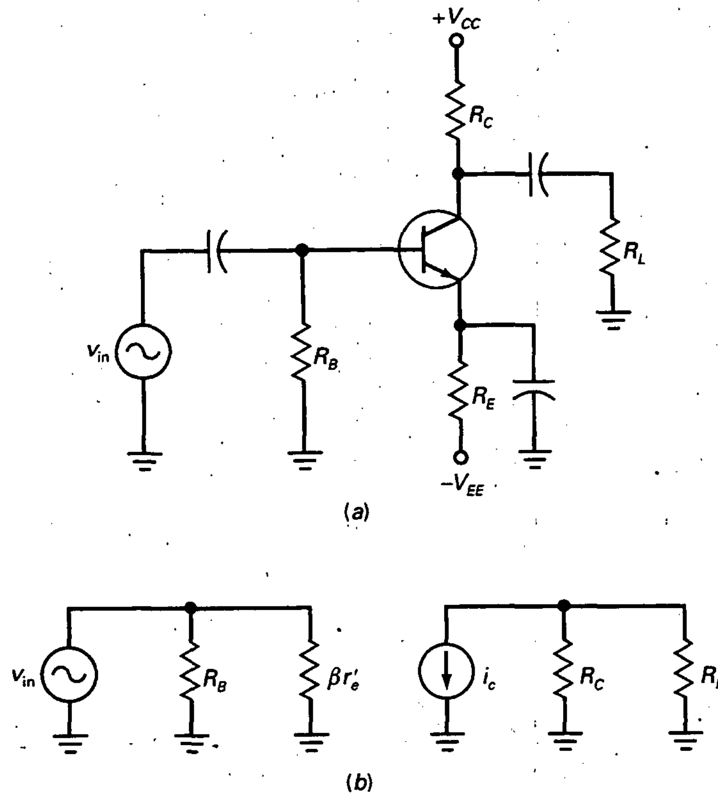


Figura 9-21. *a*) Amplificador; *b*) circuito equivalente para señal.

9-8. PARÁMETROS PARA SEÑAL EN LAS HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

En la siguiente explicación se hará referencia a la hoja de características del 2N3904 que aparece en el Apéndice. Los valores para señal aparecen en la sección titulada «Características para pequeña señal». En esa sección se hallarán cuatro nuevos parámetros denominados h_{fe}, h_{ie}, h_{re} y h_{oe}, que reciben el nombre de parámetros h. ¿Qué indican estos parámetros?

❑ Parámetros *h*

Cuando se inventó el transistor, se utilizó el modelo conocido como de los parámetros h para analizar y diseñar circuitos con transistores. Se trata de un enfoque matemático mediante el cual se diseña el transistor considerando lo que sucede en sus terminales y sin tener en cuenta los procesos físicos que pueden ocurrir dentro del mismo.

Un enfoque más práctico es el que hemos empleado hasta ahora. Se le llama método del parámetro r' y emplea cantidades como β y r'_e. Con esta perspectiva se pueden usar la ley de Ohm y otros conceptos básicos en el análisis y diseño de circuitos de transistores. Por ello, los parámetros r' son los preferidos por los profesionales de la electrónica.

Tal hecho no implica que los parámetros h no sirvan. Han sobrevivido en las hojas de características porque son más fáciles de medir que los parámetros r'. Estos últimos no se hallan en las hojas de características. En vez de ellos, lo que se encuentra son los valores de h_{fe}, h_{ie}, h_{re} y h_{oe}. Los cuatro parámetros h proporcionan información útil cuando se convierten en los parámetros r'.

❑ Relaciones entre los parámetros *r* y *h*

Por ejemplo, el h_{fe}, dado en la sección «Características para pequeña señal» del Apéndice, es idéntico a la ganancia de corriente para señal. En símbolos se representa por:

$$\beta = h_{fe}$$

En la hoja de características se incluye un h_{fe} mínimo de 100 y uno máximo de 400. Por tanto, β puede ser tan bajo como 100 o tan elevado como 400. Estos valores se refieren a una corriente de colector de 1 mA y a una tensión colector-emisor igual a 10 V.

Otro parámetro h es el h_{ie}. Las hojas de características dan un h_{ie} mínimo de 1 kΩ y un máximo de 10 kΩ. Su relación con los parámetros r' es la siguiente:

$$r'_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \tag{9-13}$$

Por ejemplo, los valores máximos de h_{ie} y h_{fe} son 10 kΩ y 400. Así,

$$r'_e = \frac{10\ \text{k}\Omega}{400} = 25\ \Omega$$

Los dos últimos parámetros h_{re} y h_{oe} no son necesarios ni para la localización de averías ni para el diseño básico.

❑ Otros valores

Otros valores que aparecen en «Características para pequeña señal» son f_T, C_i, C_{ob} y NF. El primero, f_T, proporciona información acerca de las limitaciones en alta frecuencia para el 2N3904. El segundo y tercero, C_i y C_{ob}, son las capacidades de entrada y salida del dispositivo. El valor final, NF, es la figura de ruido; indica cuánto ruido produce el 2N3904.

En las hojas de características del 2N3904 se incluye una gran cantidad de gráficas que es conveniente revisar. Por ejemplo, la Figura 9-11 en la

hoja de características da la *ganancia de corriente*. Muestra que h_{fe} aumenta aproximadamente de 70 a 160 si la corriente de colector aumenta de 0,1 a 10 mA. Obsérvese que h_{fe} vale, aproximadamente, 125 cuando la corriente de colector es de 1 mA. Ésta es la gráfica para un 2N3904 típico a temperatura ambiente. Si se recuerda que los valores mínimo y máximo de h_{fe} son 100 y 400 se puede suponer que h_{fe} tendrá una gran variación en la producción en serie. También hay que recordar que h_{fe} varía con la temperatura.

Examine la Figura 9-13 que aparece en la hoja de características del 2N3904. Obsérvese cómo h_{ie} disminuye aproximadamente de 20 kΩ a 500 Ω cuando la corriente de colector aumenta de 0,1 a 10 mA. La Ecuación (9-13) indica cómo calcular r'_e. Hay que dividir h_{ie} entre h_{fe} para obtener r'_e. Intentémoslo. Si se leen los valores de h_{ie} y h_{fe} para una corriente de colector de 1 mA de las Figuras 9-11 y 9-13 en las hojas de características, se obtendrán estos valores aproximados: h_{fe} = 125 y h_{ie} = 3,6 kΩ. Con la Ecuación (9-13):

$$r'_e = \frac{3{,}6\ \text{k}\Omega}{125} = 28{,}8\ \Omega$$

El valor ideal de r'_e es:

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{1\ \text{mA}} = 25\ \Omega$$

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 9-1. Amplificador con polarización de base

Un buen acoplamiento sucede cuando la reactancia del condensador de acoplo es mucho menor que la resistencia a la frecuencia más baja de la fuente de señal. En un amplificador con polarización de base, la señal de entrada se acopla a la base. Esto produce una tensión alterna de colector. Después, la tensión alterna de colector amplificada e invertida se acopla a la resistencia de carga.

Sección 9-2. Amplificador con polarización y de emisor

Un buen desacoplamiento sucede cuando la reactancia del condensador de desacoplo es mucho menor que la resistencia a la frecuencia más baja de la fuente de señal. El punto desacoplado es una masa para señal. Tanto con amplificadores PDT como PEDF, la señal se acopla a la base. La señal amplificada se acopla después a la resistencia de carga.

Sección 9-3. Funcionamiento para pequeña señal

La tensión de la base tiene una componente continua y una componente alterna. Esto condiciona unas componentes continua y alterna de la corriente de en. Una forma de evitar la distorsión excesiva consist funcionar para pequeña señal. Esto significa mante la corriente alterna de emisor pico a pico menor que un décimo de la corriente continua de emisor.

Sección 9-4. Ganancia para señal

La ganancia para señal de un transistor se define como la corriente alterna de colector dividida por la corriente alterna de base. Los valores de la ganancia para señal normalmente difieren sólo un poco de los valores de la ganancia para continua. Cuando se detectan averías, se puede usar el mismo valor para ambas ganancias. En las hojas de características, h_{FE} es equivalente a β_{dc} y h_{fe} es equivalente a β.

Sección 9-5. Resistencia para señal del diodo emisor

La tensión base-emisor de un transistor tiene una componente continua V_{BEQ} y una componente alterna v_{be}. La tensión alterna base-emisor provoca una corriente alterna de emisor de i_e. La resistencia para señal del diodo emisor se define como v_{be} dividido por i_e. Matemáticamente se puede demostrar que la resistencia

para señal del diodo emisor es igual a 25 mV dividida por la corriente de emisor.

Sección 9-6. Dos modelos de transistores

Por lo que concierne a las señales de alterna, un transistor se puede sustituir por cualquiera de estos dos circuitos equivalentes: el modelo π o el modelo T. El modelo π indica que la impedancia de entrada de la base es $\beta r'_e$.

Sección 9-7. Cómo analizar un amplificador

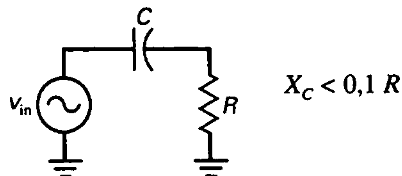
La forma más simple de analizar un amplificador consiste en dividir el análisis en dos partes: un análisis para continua y un análisis para señal. En el análisis para continua los condensadores están abiertos. En el análisis para señal los condensadores están cortocircuitados y las fuentes continuas son masas para señal.

Sección 9-8. Valores para señal en las hojas de características

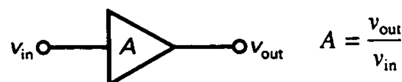
Los parámetros h se usan en las hojas de características porque son más fáciles de medir que los parámetros r'. Los parámetros r' son más fáciles de usar en el análisis porque podemos utilizar la ley de Ohm y otras ideas básicas. Los valores más importantes de las hojas de características son h_{fe} y h_{ie}. Éstos se pueden convertir fácilmente a β y r'_e.

DEFINICIONES

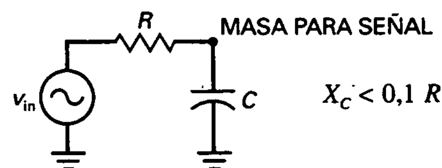
(9-1) Buen acoplamiento:



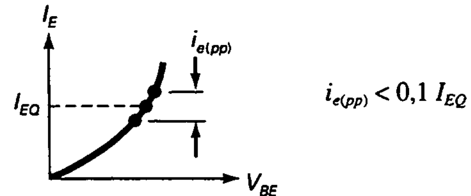
(9-2) Ganancia de tensión:



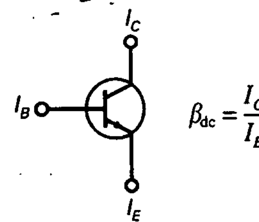
(9-5) Buen desacoplamiento:



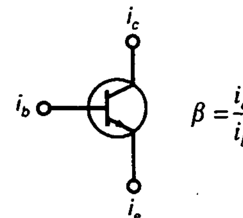
(9-6) Pequeña señal:



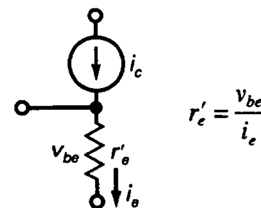
(9-7) Ganancia de corriente continua:



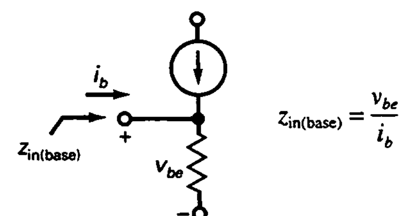
(9-8) Ganancia de corriente para señal:



(9-9) Resistencia para señal:

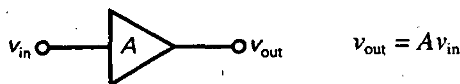


(9-11) Impedancia de entrada:



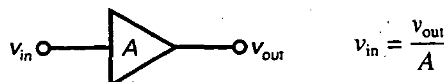
DERIVACIONES

(9-3) Tensión alterna de salida:



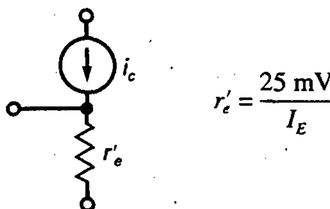
$$v_{out} = A v_{in}$$

(9-4) Tensión alterna de entrada:



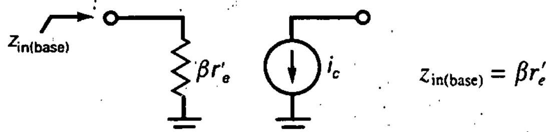
$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A}$$

(9-10) Resistencia para señal:



$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

(9-12) Impedancia de entrada:



$$z_{in(base)} = \beta r'_e$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Para continua, la corriente en un circuito de acoplo es
   a) Cero **c)** Mínima
   b) Máxima **d)** El valor medio
2. A frecuencias altas la corriente en un circuito de acoplo es:
   a) Cero **c)** Mínima
   b) Máxima **d)** El valor medio
3. Un condensador es
   a) Un circuito abierto para continua
   b) Un cortocircuito para señal
   c) Un cortocircuito para continua y un circuito abierto para señal
   d) Un circuito abierto para continua y un cortocircuito para señal
4. En un circuito de desacoplo, la parte superior del condensador es
   a) Un circuito abierto
   b) Un cortocircuito
   c) Una masa para señal a frecuencias altas
   d) Una masa física
5. Al condensador que produce una masa para señal se le llama
   a) Condensador de desacoplo
   b) Condensador de acoplo
   c) Condensador
   d) Circuito abierto para señal
6. Los condensadores de un amplificador en EC aparecen:
   a) En circuito abierto para señal
   b) En cortocircuito para continua
   c) En circuito abierto para la tensión de la fuente
   d) En cortocircuito para señal
7. Anular todas las fuentes de continua es uno de los pasos para obtener
   a) El circuito equivalente para continua
   b) El circuito equivalente para señal
   c) El circuito amplificador completo
   d) El circuito polarizado por medio de un divisor de tensión
8. El circuito equivalente para señal se deriva del circuito original poniendo en cortocircuito todas
   a) Las resistencias **c)** Las inductancias
   b) Los condensadores **d)** Los transistores
9. Si la tensión alterna en la base es demasiado grande, la corriente alterna de emisor es
   a) Sinusoidal **c)** Distorsionada
   b) Constante **d)** Alternante
10. En un amplificador en EC con una señal de entrada grande el semiciclo positivo de la corriente alterna de emisor es:
    a) Igual al semiciclo negativo
    b) Menor que el semiciclo negativo
    c) Mayor que el semiciclo negativo
    d) Igual al semiciclo negativo
11. La resistencia para señal de emisor es igual a 25 mV dividido entre
    a) La corriente de polarización de base
    b) La corriente continua de emisor
    c) La corriente alterna de emisor
    d) La variación en la corriente de colector

12. Para disminuir la distorsión en un amplificador en EC se debe reducir
    a) La corriente continua de emisor
    b) La tensión base-emisor
    c) La corriente de colector
    d) La tensión alterna en la base
13. Si la tensión alterna en el diodo de emisor es de 1 mV y la corriente alterna de emisor es de 100 μA, la resistencia para señal del diodo de emisor es
    a) 1 Ω c) 100 Ω
    b) 10 Ω d) 1 kΩ
14. Una curva de la corriente alterna de emisor en función de la tensión alterna base-emisor se aplica
    a) Al transistor
    b) Al diodo de emisor
    c) Al diodo de colector
    d) A la fuente de alimentación
15. La tensión de salida de un amplificador en EC
    a) Está amplificada
    b) Está invertida
    c) Está desfasada 180° respecto a la entrada
    d) Todas las anteriores
16. El emisor en un amplificador en EC no tiene tensión alterna debido
    a) A que tiene una tensión continua
    b) Al condensador de desacoplo
    c) Al condensador de acoplo
    d) A la resistencia de carga
17. La tensión en la resistencia de carga de un amplificador en EC es
    a) Continua y alterna c) Sólo alterna
    b) Sólo continua d) Ni continua ni alterna
18. La corriente alterna de colector es aproximadamente igual a la corriente alterna
    a) De base c) De la fuente
    b) De emisor d) Del generador
19. La resistencia para señal de emisor multiplicada por *la corriente alterna de emisor es igual a*
    a) La tensión continua de emisor
    b) La tensión alterna de la base
    c) La tensión alterna del colector
    d) La tensión de la fuente
20. La corriente alterna de colector es igual a la corriente alterna de base multiplicada por
    a) La resistencia para señal de colector
    b) La ganancia de corriente continua
    c) La ganancia de corriente alterna
    d) La tensión del generador

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. ¿Por qué se usan los condensadores de acoplo y desacoplo?
2. Quiero que dibuje un amplificador con polarización de base y dibuje formas de onda. Después, quiero que explique cómo amplifica el circuito y por qué las diferentes formas de onda tienen los niveles de tensión continua y alterna que ha mostrado en sus dibujos.
3. Quiero que dibuje un amplificador PDT y formas de onda. Después, explíqueme las diferentes formas de onda.
4. Dígame todo lo que sabe sobre la resistencia para señal del diodo emisor.
5. Explique qué significa funcionamiento para pequeña señal. Incluya dibujos en su explicación.
6. Dibuje los dos modelos para señal de un transistor que se comentaron en este capítulo. Explique cómo se usan.
7. ¿Por qué es importante polarizar un transistor cerca del medio de la recta de carga para señal?
8. ¿Por qué se usan los modelos para señal para transistores y cuáles son los dos más usados?
9. Compare y contraste los condensadores de acoplo y desacoplo.
10. ¿Cuál es la diferencia entre β y β_{dc}?
11. Si tiene un circuito PDT y la resistencia de colector se abre, ¿qué podría sucederle a la tensión alterna de salida?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 9-1. Amplificador con polarización de base

9-1. En la Figura 9-22, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que existe un buen acoplamiento?

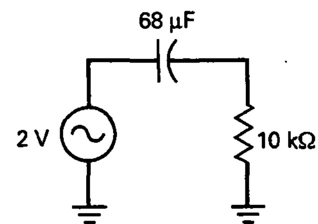


Figura 9-22

9-2. Si la resistencia de carga se cambia a 1 kΩ en la Figura 9-22, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que existe un buen acoplamiento?
9-3. Si el condensador se cambia a 220 μF en la Figura 9-22, ¿cuál es la frecuencia más baja para un buen acoplamiento?

Sección 9-2. Amplificador con polarización y de emisor

9-4. En la Figura 9-23, ¿cuál es la frecuencia más baja para la cual existe un buen desacoplamiento?

9-5. Si la resistencia en serie se cambia a 10 kΩ en la Figura 9-23, ¿cuál es la frecuencia más baja para un buen desacoplamiento?

9-6. Si el condensador se cambia a 1.000 μF en la Figura 9-23, ¿cuál es la frecuencia más baja para un buen desacoplamiento?

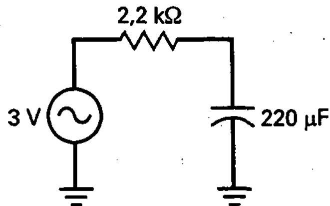


Figura 9-23

Sección 9-3. Funcionamiento para pequeña señal

9-7. Si queremos funcionamiento para pequeña señal en la Figura 9-24, ¿cuál es la máxima corriente alterna permisible en el emisor?

9-8. La resistencia de emisor de la Figura 9-24 se duplica. Si queremos funcionamiento para pequeña señal en la Figura 9-24, ¿cuál es la máxima corriente alterna permisible en el emisor?

Sección 9-4. Ganancia para señal

9-9. Si una corriente alterna de base de 50 μA produce una corriente alterna de colector de 7,5 mA, ¿cuál es la ganancia de señal?

9-10. Si la ganancia de señal es 240 y la corriente alterna de base es 12,5 μA, ¿cuál es la corriente alterna de colector?

9-11. Si la corriente alterna de colector es 4 mA y la ganancia de señal es 300, ¿cuál es la corriente alterna de base?

Sección 9-5. Resistencia para señal del diodo emisor

9-12. ¿Cuál es la resistencia para señal del diodo de emisor en la Figura 9-24?

9-13. Si la resistencia de emisor de la Figura 9-24 se duplica, ¿cuál es la resistencia para señal del diodo emisor?

Sección 9-6. Dos modelos de transistores

9-14. ¿Cuál es la impedancia de entrada de la base en la Figura 9-24 si $\beta = 250$?

9-15. Si la resistencia de emisor se duplica en la Figura 9-24, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base con $\beta = 250$?

9-16. Si la resistencia de 680 Ω se cambia a 330 Ω en la Figura 9-24, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base si $\beta = 250$?

Sección 9-7. Cómo analizar un amplificador

9-17. Dibuje el circuito equivalente para señal para la Figura 9-24 con $\beta = 175$.

9-18. Duplique todas las resistencias en la Figura 9-24. Después dibuje el circuito equivalente para señal para una ganancia de señal de 200.

Sección 9-8. Valores para señal en las hojas de características

9-19. ¿Cuáles son los valores máximos y mínimos que aparecen en la sección «Características para pequeña señal» en el Apéndice para h_{fe} de un 2N3904? ¿Para qué corriente de colector se dan estos valores? ¿Para qué temperatura se dan estos valores?

9-20. Consulte la hoja de características del 2N3904 para lo siguiente. ¿Cuál es el valor típico de r'

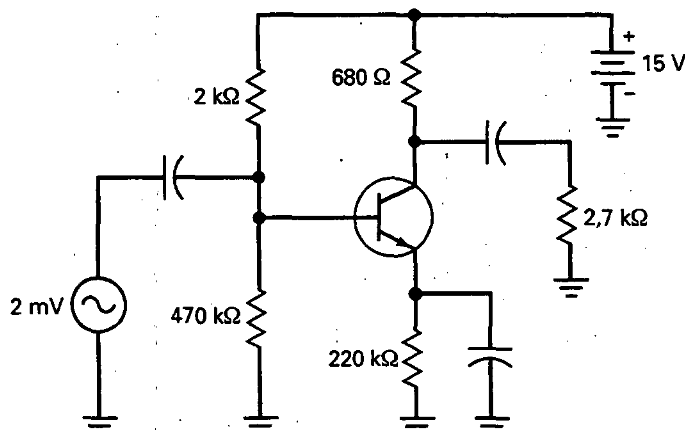


Figura 9-24

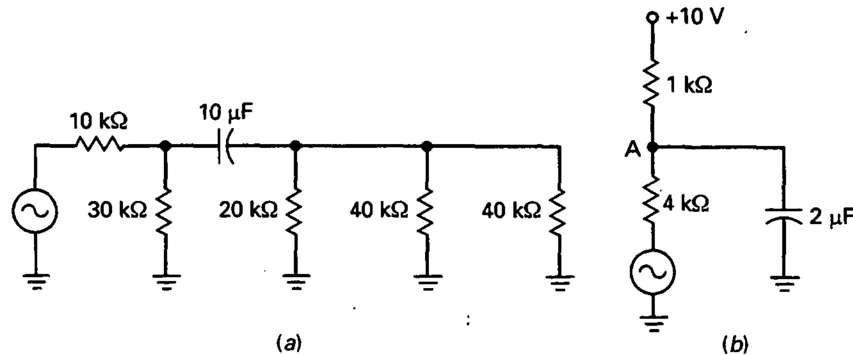


Figura 9-25

que se puede calcular a partir del parámetro h si el transistor funciona con una corriente de colector de 5 mA? ¿Es este valor más pequeño o más grande que el valor ideal de r'_e calculado como 25 mV/I_E?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

9-21. Alguien ha construido el circuito que se muestra en la Figura 9-22. Esa persona no se puede explicar por qué mide una tensión continua muy pequeña en la resistencia de 8,2 kΩ cuando el generador está a 2 V y frecuencia cero. ¿Puede el lector explicar qué está sucediendo en ese circuito?

9-22. Suponga que está en el laboratorio probando el circuito de la Figura 9-23. A medida que aumenta la frecuencia del generador la tensión en el nudo A disminuye hasta que ya no es posible medirla. Si continúa aumentando la frecuencia por encima de los 10 MHz, la tensión en el nudo A empieza a aumentar. ¿Puede explicar qué es lo que sucede?

9-23. En la regla para un buen acoplamiento, R representa todas las resistencias que están en serie con el condensador de acoplo. Con esta ayuda en mente, ¿cuál es la frecuencia más baja para un buen acoplamiento en la Figura 9-25*a*?

9-24. ¿Cuál es la frecuencia más baja para un buen desacoplamiento en la Figura 9-25*b*? (*Ayuda*: Resistencia de Thevenin.)

9-25. En el amplificador de dos etapas de la Figura 9-26, ¿cuál es la impedancia de entrada de la primera base si la ganancia de corriente en alterna es 250? Si el segundo transistor tiene $\beta = 100$, ¿cuál es la impedancia de entrada de la segunda base?

9-26. Dibuje el circuito equivalente para señal para la Figura 9-26 usando $\beta = 200$ para ambos transistores.

9-27. En la Figura 9-24, la resistencia Thevenin vista por el condensador de desacoplo es 30 ohmios. Si el emisor se supone que es una masa para señal para frecuencias de 20 Hz a 20 kHz, ¿qué valor debería tener el condensador de desacoplo?

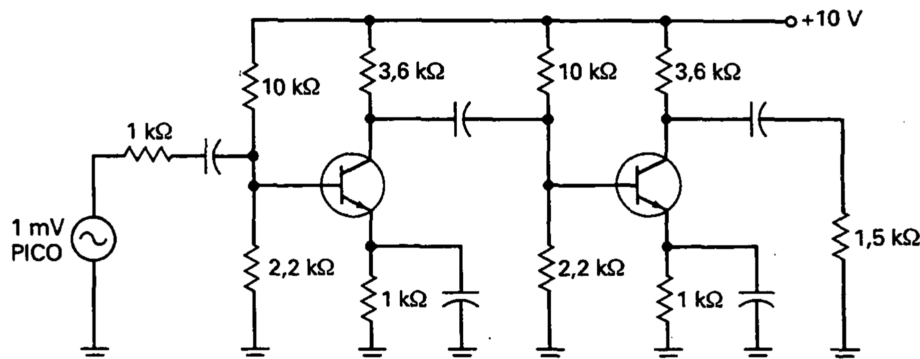


Figura 9-26

CAPÍTULO 10

Amplificadores de tensión

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Conocer las características principales del amplificador en emisor común.
- Saber calcular la ganancia de tensión y predecir la ganancia de tensión de un amplificador en emisor común.
- Explicar el funcionamiento de un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar y enumerar tres ventajas que tenga.
- Dibujar un esquema de un amplificador constituido por dos etapas en emisor común conectadas en cascada.
- Enumerar dos problemas provocados por condensadores que pueden producirse en un amplificador en emisor común.

VOCABULARIO

- acoplo
- amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar
- amplificador multietapa
- cascada
- ganancia de tensión
- ganancia de tensión total
- realimentación de dos etapas
- realimentación de emisor en corriente alterna
- resistencia de colector en corriente alterna
- resistencia de realimentación

En este capítulo se continúa con el estudio de los amplificadores en EC y se muestra cómo se calcula la ganancia de tensión y las tensiones en alterna de los circuitos equivalentes. Esto es importante para la detección de averías porque puede medir las tensiones de alterna para ver si concuerdan con los valores teóricos. Este capítulo también estudia la impedancia de entrada, amplificadores multietapa y la realimentación negativa.

10-1. GANANCIA DE TENSIÓN

La Figura 10-1*a* muestra un amplificador polarizado con divisor de tensión (PDT). La ganancia de corriente estaba definida como la tensión en alterna de salida dividido por la tensión en alterna de entrada. Con esta definición, podemos obtener otra ecuación de la ganancia de tensión comúnmente usada en detección de averías.

❑ Transformación al modelo π

La Figura 10-1*b* muestra el circuito equivalente de alterna utilizando el modelo π del transistor. La corriente alterna de base i_b circula a través de la impedancia de entrada de la base ($\beta r_e'$).

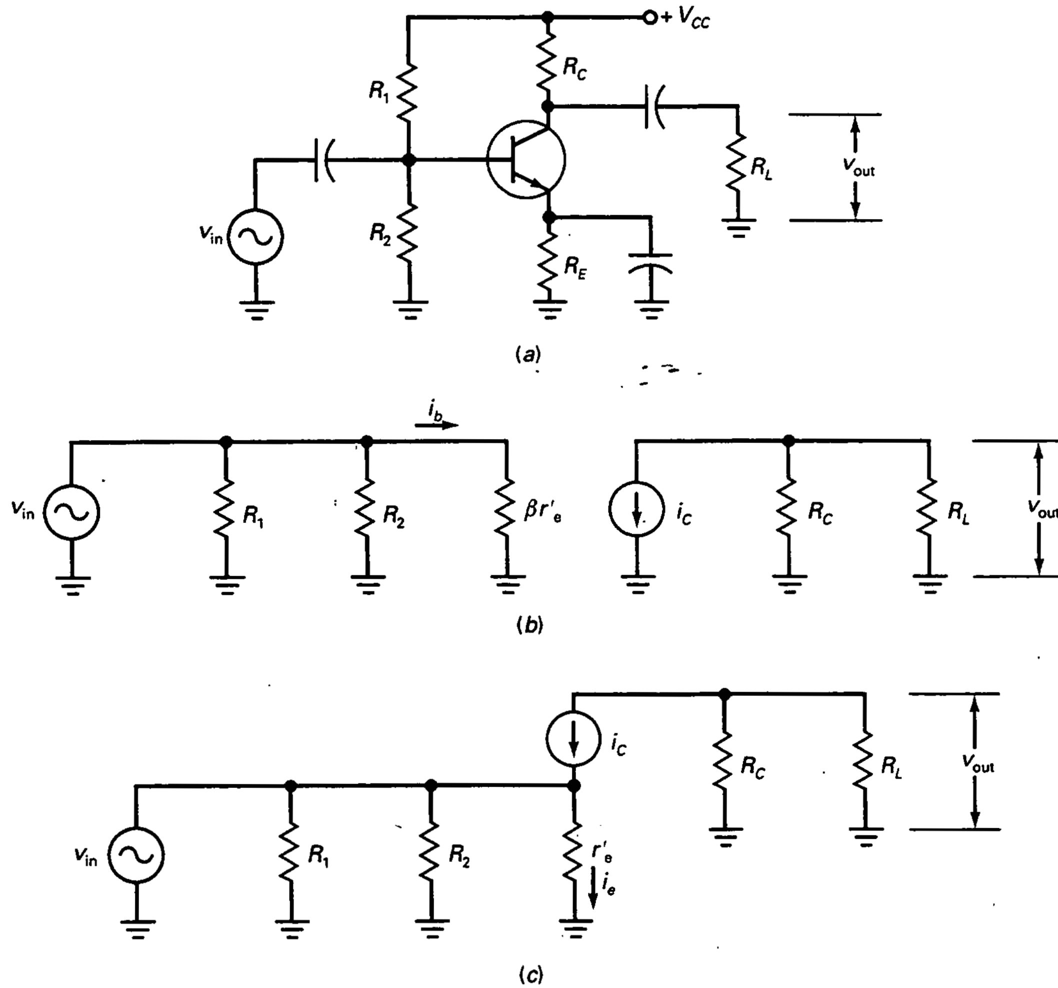


Figura 10-1. *a*) Amplificador EC; *b*) circuito π equivalente para corriente alterna; *c*) circuito T equivalente para corriente alterna.

Siguiendo la ley de Ohm, podemos escribir:

$$v_{in} = i_b \beta r'_e$$

En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de la conexión en paralelo de R_C y R_L. De esta forma, la tensión de alterna de salida es:

$$v_{out} = i_c(R_C \| R_L) = \beta i_b(R_C \| R_L)$$

Ahora, podemos dividir v_{out} entre v_{in} para obtener:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta i_b(R_C \| R_L)}{i_b \beta r'_e}$$

y simplificando:

$$A = \frac{(R_C \| R_L)}{r'_e} \qquad (10\text{-}1)$$

❑ Resistencia de colector para corriente alterna

En la Figura 10-1*b*, la resistencia total de carga en alterna vista desde el colector es el paralelo de R_C y R_L. Esta resistencia equivalente se llama *resistencia de colector para corriente alterna*, r_c. Por definición:

$$r_c = R_C \| R_L \qquad (10\text{-}2)$$

Ahora podemos reescribir la Ecuación (10-1) como:

$$A = \frac{r_c}{r'_e} \qquad (10\text{-}3)$$

Resumiendo: la ganancia de tensiones igual a la resistencia de colector para corriente alterna divido por la resistencia del diodo emisor para corriente alterna.

❑ Transformación al modelo en T

Cualquier modelo de transistor da los mismos resultados. Más tarde, usaremos el modelo en T para analizar amplificadores diferenciales. En la práctica, obtendremos la ecuación de la ganancia de tensión usando el modelo T.

La Figura 10-1*c* muestra el circuito equivalente en alterna del transistor usando el modelo en T. La tensión de entrada v_{in} aparece cruzando r'_e. Por la ley de Ohm, escribiremos:

$$v_{in} = i_e r'_e$$

En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de la resistencia de colector en alterna. De esta forma, la tensión de alterna de salida es:

$$v_{out} = i_c r_c$$

Ahora, podemos dividir v_{out} entre v_{in} para obtener:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e r'_e}$$

Como $i_c \approx i_e$, podemos simplificar la ecuación para llegar a:

$$A = \frac{r_c}{r'_e}$$

Ésta es la misma ecuación obtenida en el modelo π. Se aplica a todos los amplificadores en emisor común (EC) porque todos tienen una resistencia de colector en alterna de r_c y una resistencia de diodo emisor en alterna de r'_e.

EJEMPLO 10-1

¿Cuál es la ganancia de corriente en la Figura 10-2*a*? ¿Y la tensión de salida en la resistencia de carga?

SOLUCIÓN

La resistencia de colector en alterna es:

$$r_c = R_C \| R_L = (3{,}6\ \text{k}\Omega \| 10\ \text{k}\Omega) = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

En el Ejemplo 9-2, calculamos una r'_e de 22,7 Ω. Así, la ganancia de tensión es:

$$A = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{22{,}7\ \Omega} = 117$$

La tensión de salida vale:

$$v_{out} = Av_{in} = (117)(2\ \text{mV}) = 234\ \text{mV}$$

EJEMPLO 10-2

¿Cuál es la ganancia de corriente en la Figura 10-2*b*? ¿Y la tensión de salida en la resistencia de carga?

SOLUCIÓN

La resistencia de colector en alterna vale:

$$r_c = R_C \| R_L = (3{,}6\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega) = 1{,}37\ \text{k}\Omega$$

La corriente de emisor en continua es aproximadamente:

$$I_E = \frac{9\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 0{,}83\ \text{mA}$$

La resistencia de diodo emisor en alterna es:

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{0{,}83\ \text{mA}} = 30\ \Omega$$

La ganancia en tensión:

$$A = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{1{,}37\ \text{k}\Omega}{30\ \Omega} = 45{,}7$$

La tensión de salida:

$$v_{out} = Av_{in} = (45{,}7)(5\ \text{mV}) = 228\ \text{mV}$$

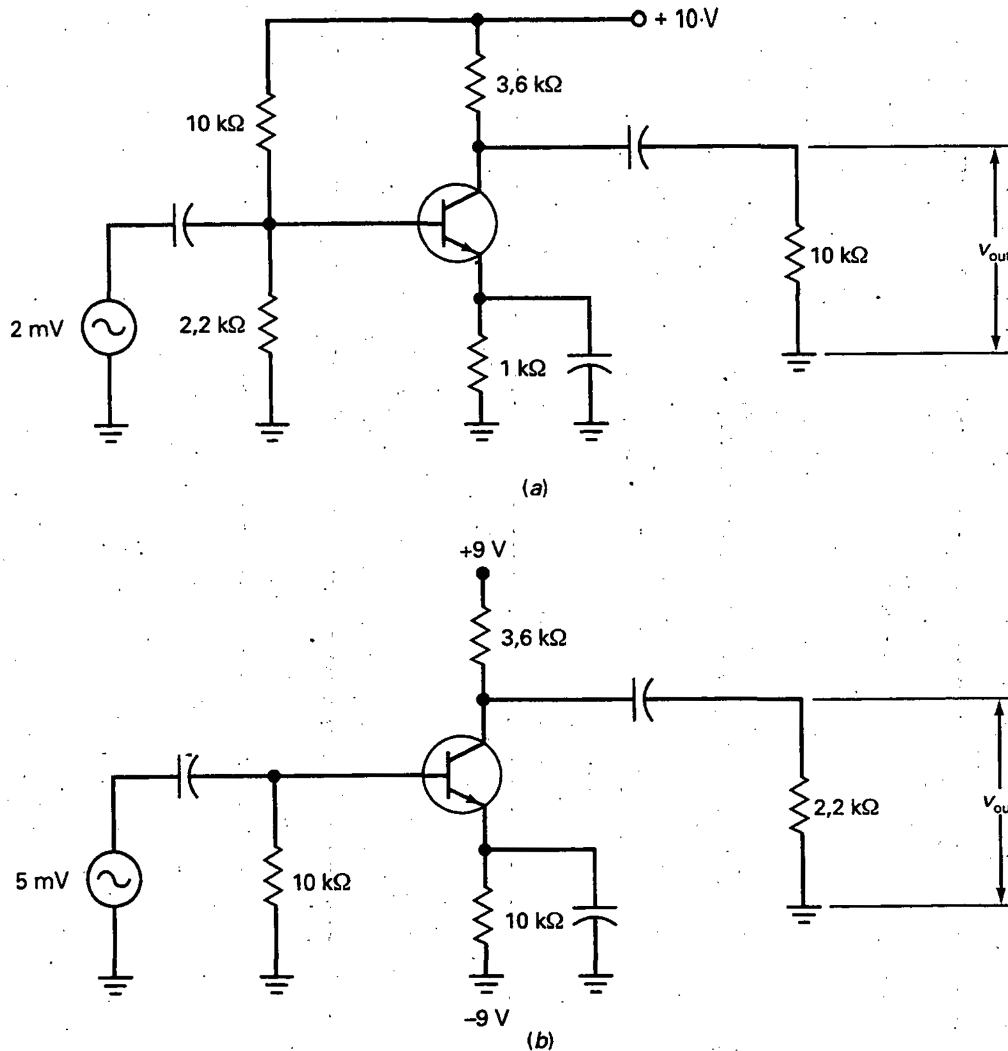


Figura 10-2. *a*) Ejemplo de circuito PDT; *b*) ejemplo de circuito PEDF.

10-2. EL EFECTO DE CARGA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

De ahora en adelante, supondremos la fuente de alimentación de corriente alterna como ideal, con resistencia cero. En esta sección discutiremos cómo la impedancia de entrada de un amplificador puede reducir la carga de la fuente de corriente alterna, esto es, reducir la tensión de la corriente alterna que aparece en el diodo emisor.

❑ Impedancia de entrada

En la Figura 10-3*a*, una fuente de tensión de corriente alterna v_g tiene resistencia interna R_G. (El subíndice *g* se refiere a «generador», sinónimo de

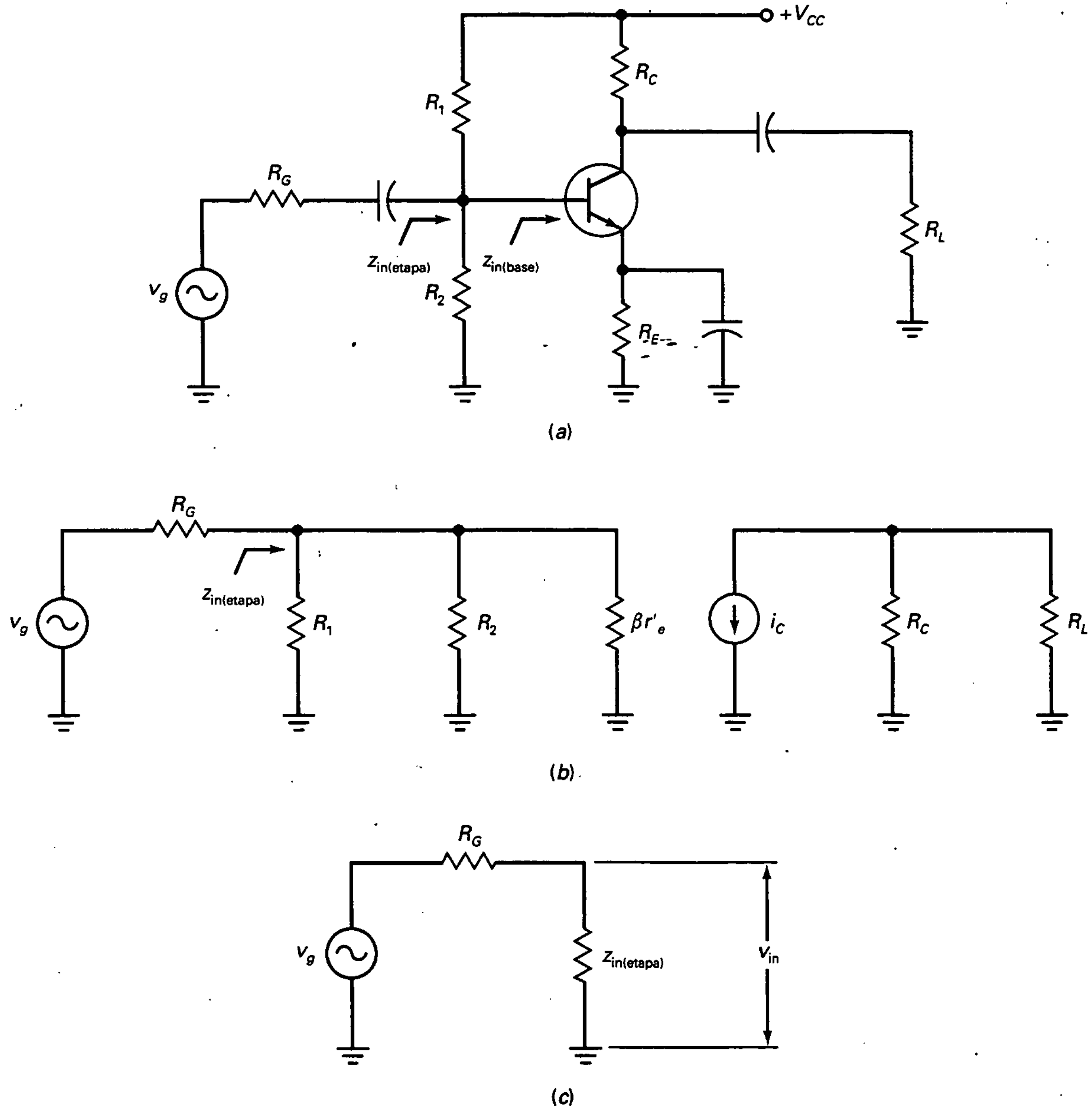


Figura 10-3. Amplificador EC. *a*) Circuito; *b*) circuito equivalente para corriente alterna; *c*) efecto de la impedancia de carga.

fuente.) Cuando el generador de corriente alterna no es constante, la tensión de corriente alterna se reduce en su resistencia interna. Como resultado, la tensión de corriente alterna entre la base y tierra es menor que la ideal.

El generador de corriente alterna tiene que llevar la impedancia de entrada a la etapa $z_{in(etapa)}$. Esta impedancia de entrada incluye los efectos de las resistencias de polarización R_1 y R_2, en paralelo con la impedancia de entra-

da a la base $z_{in(base)}$. La Figura 10-3*b* ilustra la idea. La impedancia de entrada a la etapa es igual a:

$$z_{in(etapa)} = R_1 \| R_2 \| \beta r'_e$$

❑ Ecuación para la tensión de entrada

Cuando el generador no es constante, la tensión alterna de entrada v_{in} de la Figura 10-3*c* es menor que v_g. Siguiendo el teorema del divisor de tensión, podemos escribir:

$$v_{in} = \frac{z_{in(etapa)}}{R_G + z_{in(etapa)}} v_g \qquad (10\text{-}4)$$

Esta ecuación es válida para algunos amplificadores. Después de calcular o estimar la impedancia de entrada de la etapa, se podrá determinar cuál es la tensión de entrada. *Nota*: El generador permanece constante cuando R_G es menor que $0{,}01 z_{in(etapa)}$.

EJEMPLO 10-3

En la Figura 10-4, el generador de alterna tiene una resistencia interna de 600 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida si $\beta = 300$?

SOLUCIÓN

Aquí hay dos cantidades calculadas en ejemplos anteriores: $r'_e = 22{,}7\ \Omega$ y $A = 117$. Usaremos estos valores para resolver el problema.

Cuando $\beta = 300$, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = (300)(22{,}7\ \Omega) = 6{,}8\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de la etapa vale:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega \| 6{,}8\ \text{k}\Omega = 1{,}42\ \text{k}\Omega$$

Con la Ecuación (10-4), podemos calcular la tensión de entrada:

$$v_{in} = \frac{1{,}42\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}42\ \text{k}\Omega} 2\ \text{mV} = 1{,}41\ \text{mV}$$

Esta es la tensión de la corriente alterna que aparece en la base del transistor, equivalente a la tensión de alterna a través del diodo emisor. La tensión de salida del amplificador será igual a:

$$v_{out} = Av_{in} = (117)(1{,}41\ \text{mV}) = 165\ \text{mV}$$

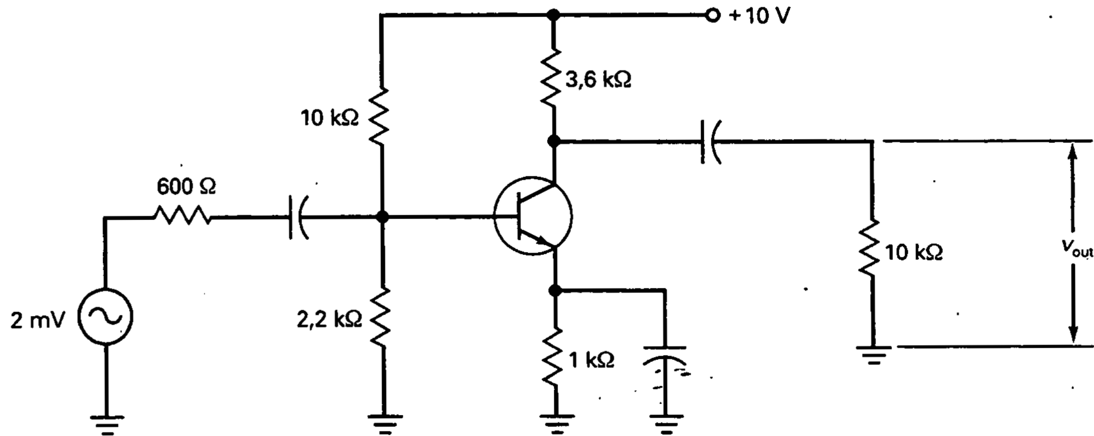


Figura 10-4. Ejemplo.

EJEMPLO 10-4

Repetir el ejemplo anterior con $\beta = 50$.

SOLUCIÓN

Cuando $\beta = 50$, la impedancia de entrada de la base decrece a:

$$z_{in(base)} = (50)(22,7\ \Omega) = 1,14\ k\Omega$$

La impedancia de la etapa decrece a:

$$z_{in(etapa)} = 10\ k\Omega \| 2,2\ k\Omega \| 1,14\ k\Omega = 698\ \Omega$$

Con la Ecuación (10-4), podemos calcular la tensión de entrada:

$$v_{in} = \frac{698\ \Omega}{600\ \Omega + 698\ \Omega} 2\ mV = 1,08\ mV$$

La tensión de salida del amplificador será igual a:

$$v_{out} = Av_{in} = (117)(1,08\ mV) = 126\ mV$$

Este ejemplo ilustra cómo la ganancia de corriente alterna del transistor puede cambiar la tensión de salida. Cuando β disminuye, la impedancia de entrada de la base disminuye, la impedancia de entrada a la etapa disminuye y la tensión de salida disminuye.

10-3. ETAPAS EN CASCADA

Para obtener una mayor ganancia de tensión, podemos unir en *cascada* dos o más etapas de amplificadores. Esto es, usar la salida de la primera etapa como entrada de la segunda etapa. De la misma manera, podríamos usar la salida de la segunda etapa como entrada de una tercera, y así sucesivamente.

❑ Ganancia de tensión en la primera etapa

La Figura 10-5*a* muestra un amplificador de dos etapas. La señal amplificada e invertida de salida de la segunda etapa está acoplada a la resistencia de carga. La señal a través de la resistencia de carga está en fase con señal del generador. La razón es que cada etapa invierte la señal 180°. Por tanto, dos etapas invierten la señal 360°, lo que equivale a 0° (en fase).

❑ Ganancia de tensión en la primera etapa

La Figura 10-5*b* muestra el circuito equivalente de corriente alterna. Se advierte que la impedancia de entrada de la segunda etapa carga a la primera etapa; es decir, la z_{in} de la segunda etapa está en paralelo con R_C de la primera etapa. La resistencia de colector de la primera etapa es:

$$r_c = R_C \| z_{in(etapa)}$$

La ganancia de tensión de esta primera etapa viene representada por:

$$A_1 = \frac{R_C \| z_{in(etapa)}}{r'_e}$$

❑ Ganancia de tensión de la segunda etapa

La resistencia de colector de la segunda etapa es:

$$r_c = R_C \| R_L$$

La ganancia de tensión de la segunda etapa tiene la siguiente ecuación:

$$A_2 = \frac{R_C \| R_L}{r'_e}$$

❑ Ganancia de tensión total

El total de la ganancia de tensión del amplificador viene dado por el producto de las ganancias individuales:

$$A = A_1 A_2 \qquad (10\text{-}5)$$

Por ejemplo, si cada etapa tiene una ganancia de tensión de 50, la ganancia total es de 2.500.

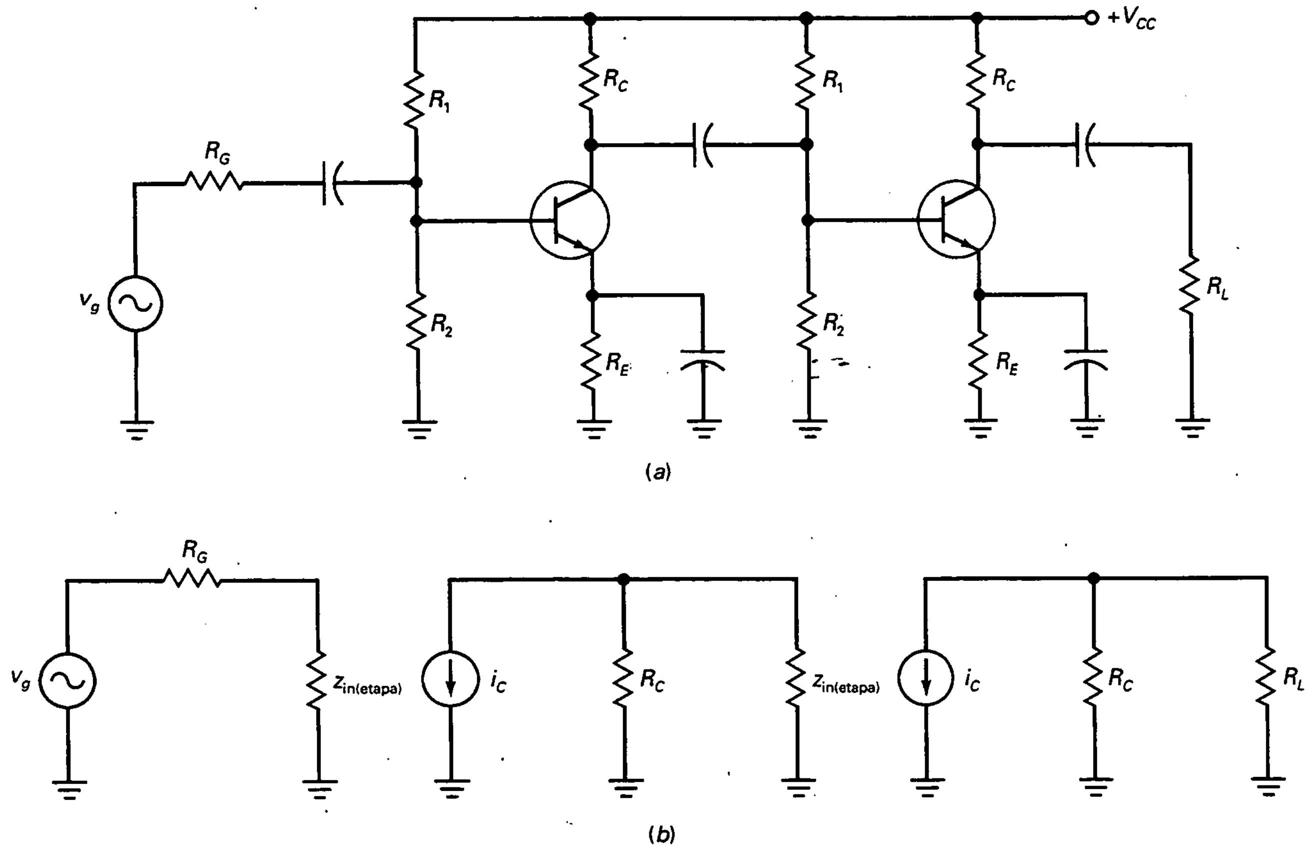


Figura 10-5. *a*) Amplificador de dos etapas; *b*) circuito equivalente para corriente alterna.

EJEMPLO 10-5

¿Cuál es la tensión de colector en alterna de la primera etapa de la Figura 10-6? ¿Y la tensión de salida en la resistencia de carga?

SOLUCIÓN

La impedancia de entrada de la primera base es:

$$z_{in(base)} = (100)(22{,}7\ \Omega) = 2{,}27\ k\Omega$$

La impedancia de entrada de la primera etapa será igual a:

$$z_{in(etapa)} = 10\ k\Omega \parallel 2{,}2\ k\Omega \parallel 2{,}27\ k\Omega = 1\ k\Omega$$

La señal de entrada a la primera base vale:

$$v_{in} = \frac{1\ k\Omega}{600\ \Omega + 1\ k\Omega}\ 1\ mV = 0{,}625\ mV$$

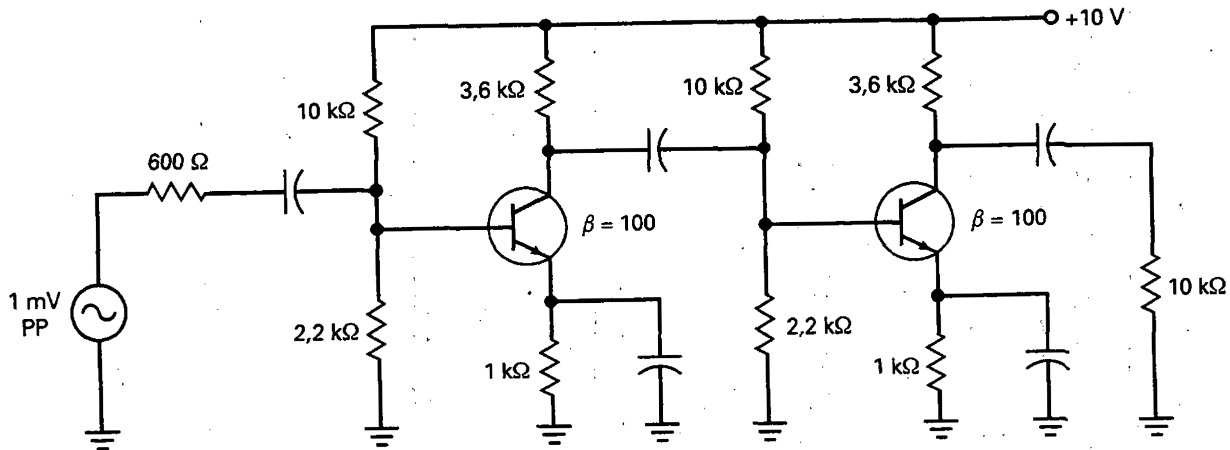


Figura 10-6. Ejemplo.

La impedancia de entrada a la segunda base es la misma que la de la primera etapa:

$$z_{in(etapa)} = 10\ k\Omega \| 2{,}2\ k\Omega \| 2{,}27\ k\Omega = 1\ k\Omega$$

Esta impedancia de entrada es la resistencia de carga en la primera etapa. En otras palabras, la resistencia de colector de la primera etapa es:

$$r_c = 3{,}6\ k\Omega \| 1\ k\Omega = 783\ \Omega$$

La ganancia de tensión de la primera etapa equivale a:

$$A_1 = \frac{783\ \Omega}{22{,}7\ \Omega} = 34{,}5$$

De esta forma, la tensión de colector en la primera etapa vale:

$$v_c = A_1 v_{in} = (34{,}5)(0{,}625\ mV) = 21{,}6\ mV$$

La resistencia de colector de la segunda etapa es:

$$r_c = 3{,}6\ k\Omega \| 10\ k\Omega = 2{,}65\ k\Omega$$

y la ganancia de tensión:

$$A_2 = \frac{2{,}65\ k\Omega}{22{,}7\ \Omega} = 117$$

Con lo que la tensión de salida en la resistencia de carga es:

$$v_{out} = A_2 v_{b2} = (117)(21{,}6\ mV) = 2{,}52\ V$$

Otra forma de calcular la tensión de salida final es usando la ganancia de tensión total:

$$A = (34{,}5)(117) = 4.037$$

La tensión de salida de la resistencia de carga es:

$$v_{out} = A v_{in} = (4.037)(0{,}625\ mV) = 2{,}52\ V$$

10-4. AMPLIFICADOR EC CON RESISTENCIA DE EMISOR SIN DESACOPLAR

La ganancia de tensión en un amplificador en EC cambia con las corrientes de polarización, las variaciones de temperatura y la sustitución del transistor porque varían los valores de r'_e y β.

❑ Realimentación de emisor para corriente alterna

Una forma de estabilizar la ganancia de tensión es dejar sin desacoplar parte de la resistencia de emisor, como se muestra en la Figura 10-7*a*. Cuando la corriente alterna fluye a través de la resistencia de emisor sin desacoplar r_e, una tensión de alterna aparece en ella. Esto produce una realimentación negativa (descrita en el Capítulo 8). La tensión alterna en r_e se opone a los cambios en la ganancia de tensión. La resistencia de emisor sin desacoplar r_e se llama *resistencia de realimentación* porque tiene una tensión de alterna que se opone a los cambios en la ganancia de tensión.

Por ejemplo, supongamos que la corriente de colector se incrementa por un aumento de temperatura. Esto producirá una tensión de salida alta, pero de la misma manera, una tensión alta a través de r_e. Puesto que v_{be} iguala la diferencia entre v_{in} y v_e, el incremento de v_e hará decrecer v_{be}. Éste disminuirá la corriente de colector. Como esto se opone al incremento original de corriente de colector, tenemos realimentación negativa.

❑ Ganancia de tensión

La Figura 10-7*b* muestra el circuito equivalente con el modelo en T del transistor. Vemos claramente cómo la corriente de emisor fluye a través de r'_e. Con la ley de Ohm, podemos escribir:

$$v_{in} = i_e(r_e + r'_e)$$

En el circuito de colector, la fuente de corriente proporciona una corriente i_c a través de la resistencia de colector. De esta forma, la tensión de alterna de salida es:

$$v_{out} = i_c r_c$$

Ahora, dividimos v_{out} entre v_{in} y obtenemos:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e(r_e + r'_e)}$$

Como $i_c \approx i_e$, podemos simplificar la ecuación y llegamos a la siguiente expresión:

$$A = \frac{r_c}{r_e + r'_e} \tag{10-6}$$

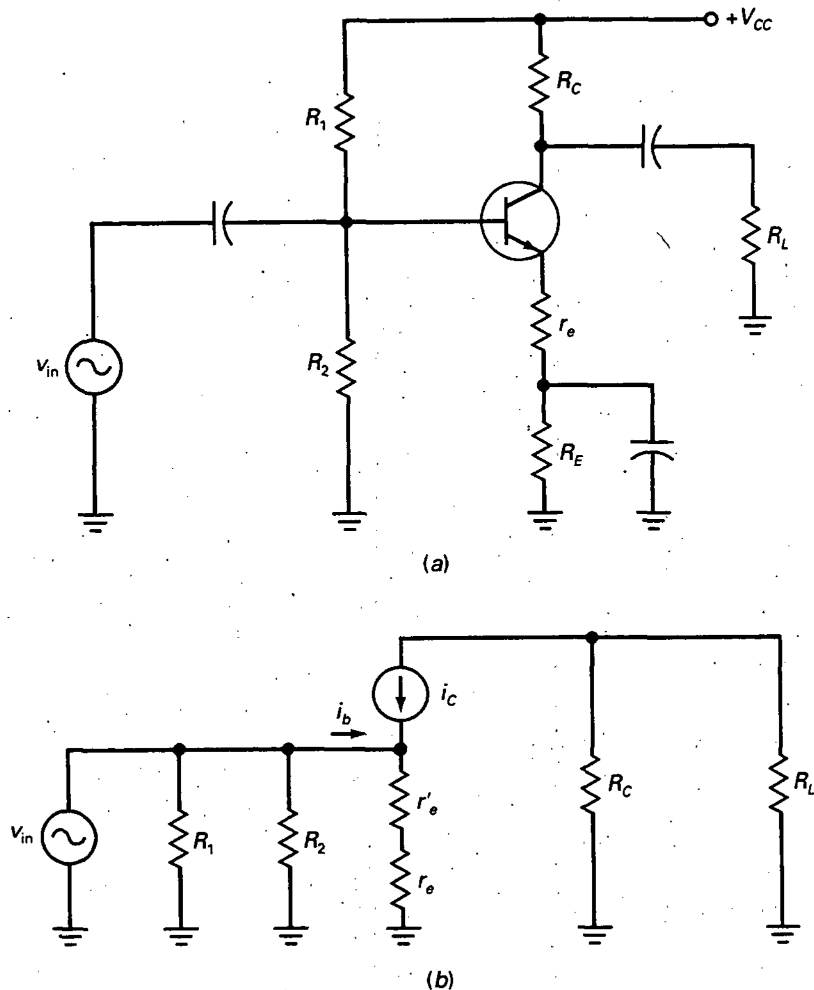


Figura 10-7. *a*) Amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar; *b*) circuito equivalente para corriente alterna.

Cuando r_e es mucho mayor que r'_e, la ecuación anterior se simplifica a:

$$A = \frac{r_c}{r_e} \tag{10-7}$$

Esto quiere decir que la ganancia de tensión iguala a la resistencia de colector dividida por la resistencia de realimentación. Como r'_e no es lo suficientemente grande como para aparecer en la ecuación de la ganancia de tensión, no afectará a ésta.

Lo anterior es un ejemplo de amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar, haciendo el primer valor mucho mayor que el segundo para eliminar cambios en éste. En la Ecuación (10-6), un valor alto de r_e minimiza las variaciones de r'_e. El resultado es una ganancia de tensión estable, sin cambios debidos a variaciones de temperatura o sustituciones del transistor.

❑ Impedancia de entrada de la base

La realimentación negativa no sólo estabiliza la ganancia de tensión, también aumenta la impedancia de entrada de la base. En la Figura 10-7*b*, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = \frac{v_{in}}{i_b}$$

Aplicando la ley de Ohm al diodo emisor de la Figura 10-7*b*, podemos escribir:

$$v_{in} = i_e(r_e + r'_e)$$

Sustituyendo esto en la ecuación primera obtenemos:

$$z_{in(base)} = \frac{v_{in}}{i_b} = \frac{i_e(r_e + r'_e)}{i_b}$$

Como $i_c \approx i_e$, la ecuación anterior se convierte en:

$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e) \qquad (10\text{-}8)$$

En un amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar esto se simplifica a:

$$z_{in(base)} = \beta r_e \qquad (10\text{-}9)$$

Esto quiere decir que la impedancia de entrada de la base es igual a r_e incrementada un número de veces igual a la ganancia de corriente.

❑ Menos distorsión para señales grandes

La falta de linealidad de la curva del diodo emisor es la causa de la distorsión para señales grandes. Con el desacoplo del diodo emisor, reducimos el efecto que tiene sobre la ganancia de tensión. En consecuencia, esto reduce la distorsión que se produce al trabajar con señales grandes.

De esta manera, sin la resistencia de realimentación, la ganancia de tensión es:

$$A = \frac{r_c}{r'_e}$$

Como r'_e varía con la corriente, su valor cambia al trabajar con señales grandes. Hecho cuyo significado es que la ganancia de tensión cambia durante el ciclo de una señal grande; es decir, cambios en r'_e provocan distorsión con señales grandes.

Con la resistencia de realimentación, la ganancia de tensión es:

$$A = \frac{r_c}{r_e}$$

Como r'_e no es significativa, la distorsión de señales grandes es eliminada. El *uso de realimentación negativa* en el emisor de un amplificador tiene tres efectos beneficiosos: estabiliza la ganancia de tensión, incrementa la impedancia de entrada de la base y reduce la distorsión para señales grandes.

EJEMPLO 10-6

¿Cuál es la tensión de salida en la resistencia de carga de la Figura 10-8 si $\beta = 200$? Ignore r'_e en los cálculos.

SOLUCIÓN

La impedancia de entrada a la base vale:

$$z_{in(base)} = \beta r_e = (200)(180\ \Omega) = 36\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada a la etapa vale:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega \| 36\ \text{k}\Omega = 1{,}71\ \text{k}\Omega$$

La tensión de alterna de entrada a la base es:

$$v_{in} = \frac{1{,}71\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}71\ \text{k}\Omega}\,50\ \text{mV} = 37\ \text{mV}$$

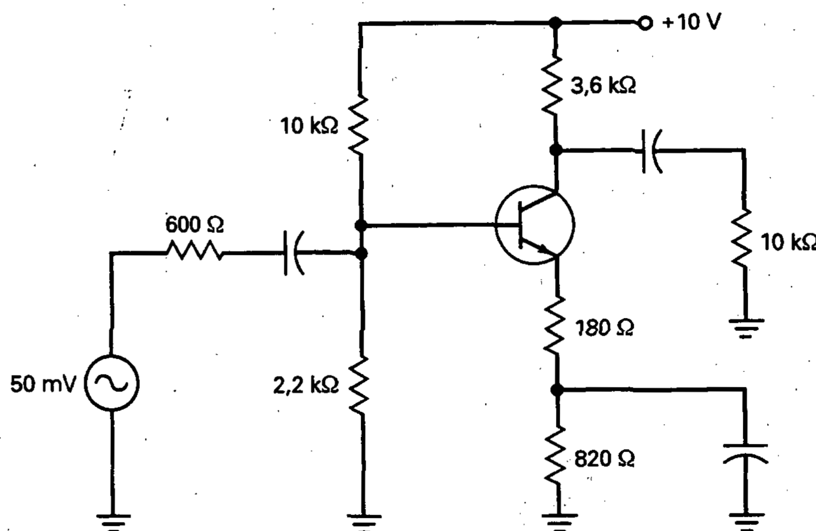


Figura 10-8. Ejemplo de una etapa.

La ganancia de tensión es:

$$A = \frac{r_c}{r_e} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{180\ \Omega} = 14{,}7$$

La tensión de salida:

$$v_{out} = (14{,}7)(37\ \text{mV}) = 544\ \text{mV}$$

EJEMPLO 10-7

Repetir el ejemplo anterior pero teniendo en cuenta r'_e.

SOLUCIÓN

La impedancia de entrada a la base es:

$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e) = (200)(180\ \Omega + 22{,}7\ \Omega) = 40{,}5\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada a la etapa:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 40{,}5\ \text{k}\Omega = 1{,}72\ \text{k}\Omega$$

La tensión de alterna de entrada a la base vale:

$$v_{in} = \frac{1{,}72\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}72\ \text{k}\Omega} 50\ \text{mV} = 37\ \text{mV}$$

La ganancia de tensión vale:

$$A = \frac{r_c}{r_e + r'_e} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{180\ \Omega + 22{,}7\ \Omega} = 13{,}1$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = (13{,}1)(37\ \text{mV}) = 485\ \text{mV}$$

Comparando los resultados con y sin r'_e en los cálculos, podemos ver que tiene un pequeño efecto en el resultado final. Esto es lo esperado en este tipo de amplificador. Cuando tenga que hacer un análisis de errores, puede asumir que el amplificador está desacoplado cuando se usa una resistencia de realimentación en el emisor. Si necesita más precisión, puede incluir r'_e.

EJEMPLO 10-8

¿Cuál es la tensión de salida en la resistencia de carga de la Figura 10-9 si $\beta = 200$? Ignore r'_e en los cálculos.

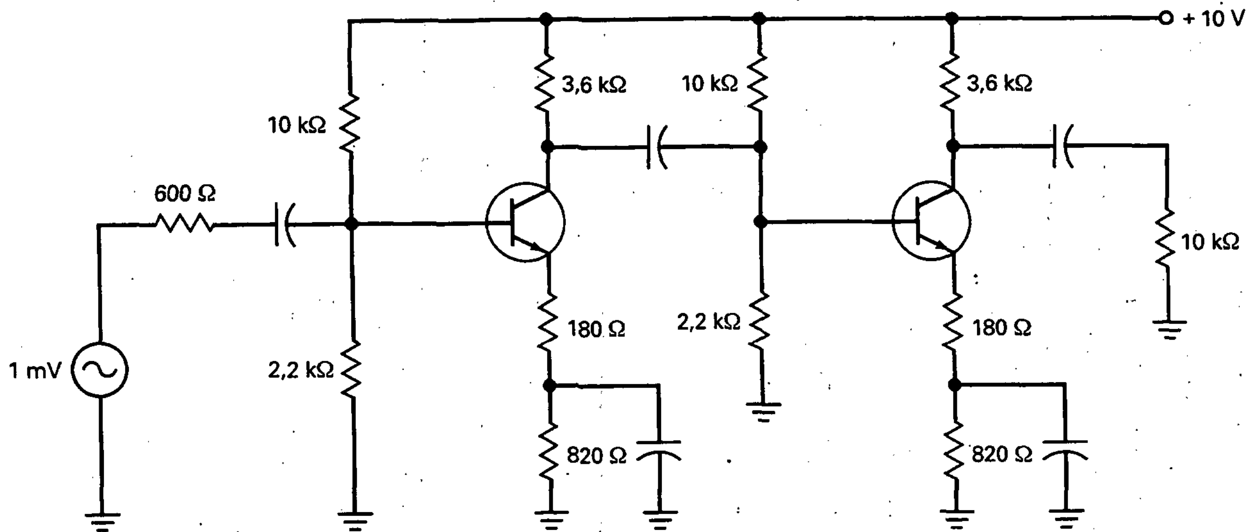


Figura 10-9. Ejemplo de amplificador de dos etapas.

SOLUCIÓN

En el ejemplo 10-6 calculamos $z_{in(base)} = 36$ kΩ y $z_{in(etapa)} = 1{,}71$ kΩ. La primera etapa tiene los mismos valores porque los datos del circuito coinciden con ese ejemplo.

La impedancia de entrada a la primera base es:

$$v_{in} = \frac{1{,}71 \text{ k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}71 \text{ k}\Omega} 1 \text{ mV} = 0{,}74 \text{ mV}$$

La impedancia de entrada a la segunda etapa es la misma que la primera etapa: $z_{in(etapa)} = 1{,}71$kΩ. La resistencia de colector de la primera etapa será:

$$r_c = 3{,}6 \text{ k}\Omega \parallel 1{,}71 \text{ k}\Omega = 1{,}16 \text{ k}\Omega$$

y la ganancia de tensión de la primer etapa es:

$$A_1 = \frac{1{,}16 \text{ k}\Omega}{180\ \Omega} = 6{,}44$$

La tensión de alterna amplificada e invertida en el primer colector y la segunda base es:

$$v_c = (6{,}44)(0{,}74 \text{ mV}) = 4{,}77 \text{ mV}$$

La segunda etapa tiene una resistencia de colector de 2,65 kΩ, calculada en el ejemplo 10-6. De esta forma, la ganancia de tensión es:

$$A_2 = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{180\ \Omega} = 14{,}7$$

La tensión de salida final es:

$$v_{out} = (14{,}7)(4{,}77\ \text{mV}) = 70\ \text{mV}$$

Otra forma de calcular la tensión de salida es usando la ganancia total de tensión:

$$A = A_1A_2 = (6{,}44)(14{,}7) = 95$$

Entonces:

$$v_{out} = Av_{in} = (95)(0{,}74\ \text{mV}) = 70\ \text{mV}$$

10-5. REALIMENTACIÓN CON DOS ETAPAS

Un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar es un ejemplo de realimentación de una sola etapa. Responde razonablemente bien para estabilizar la ganancia de tensión, incrementar la impedancia de entrada y reducir la distorsión. Una realimentación con dos etapas funciona incluso mejor.

❑ Idea básica

La Figura 10-10 muestra un amplificador de dos etapas con realimentación. La primera etapa tiene una resistencia de emisor sin desacoplar r_e. La segunda etapa es un amplificador en EC, con el emisor a tierra para producir la máxima ganancia en esta etapa. La señal de salida está acoplada a través de una resistencia r_f al emisor de la primera. Debido al divisor de tensión, la tensión de alterna entre el primer emisor y tierra es:

$$v_e = \frac{r_e}{r_f + r_e} v_{out}$$

Aquí está la idea básica de cómo funciona la realimentación con dos etapas: supongamos que un incremento de temperatura produce un incremento en la tensión de salida. Como parte de la tensión de salida realimenta el primer emisor, v_e aumenta. Esto hace disminuir v_{be} y v_c en la primera etapa

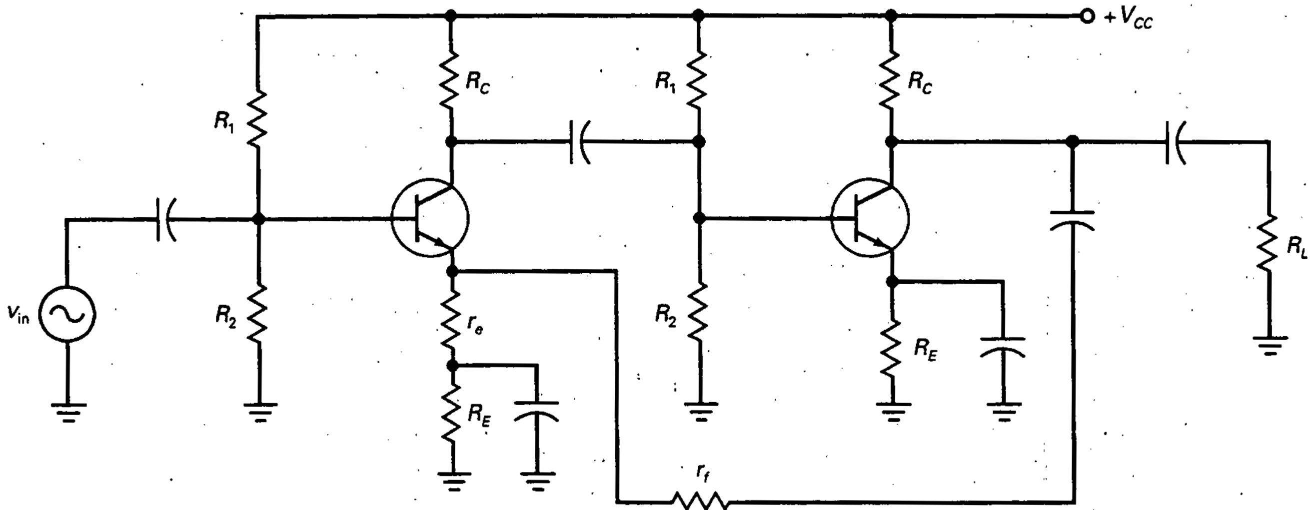


Figura 10-10. Amplificador de dos etapas con realimentación

y disminuir v_{out}. Por otra parte, si la tensión de salida intenta disminuir, v_{be} y v_{out} aumentan.

En otro caso, cualquier intento de cambio en la tensión de salida es realimentado y el amplificador cambia oponiéndose al cambio inicial. El efecto global es que la tensión de salida cambiará una cantidad mucho menor que si no existiera la realimentación.

❑ Ganancia de tensión

En un amplificador con realimentación de dos etapas bien diseñado, la ganancia de tensión viene dada por la ecuación:

$$A = \frac{r_f}{r_e} + 1 \qquad (10\text{-}10)$$

En la mayoría de los diseños, el primer término de esta ecuación es mucho mayor que 1, con lo que la ecuación se simplifica a:

$$A = \frac{r_f}{r_e}$$

Cuando discutamos los amplificadores operacionales, analizaremos con más detalle la realimentación negativa. En ese momento, veremos qué entendemos por un *amplificador con realimentación bien diseñado*.

La importancia de la ecuación (10-10) es el hecho de que la ganancia de tensión depende sólo de resistencias externas, r_f y r_e. Como las resistencias tienen un valor fijo, la ganancia de tensión es fija.

EJEMPLO 10-9

Usamos una resistencia variable en la Figura 10-11. Puede variar de 0 a 10 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima del amplificador de dos etapas? ¿Y la máxima?

SOLUCIÓN

La resistencia de realimentación r_f es la suma de 1 kΩ y la resistencia variable. La ganancia de tensión mínima se da cuando la resistencia variable vale cero:

$$A = \frac{r_f}{r_e} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{100\ \Omega} = 10$$

La ganancia de tensión máxima cuando la resistencia es de 10 kΩ:

$$A = \frac{r_f}{r_e} = \frac{11\ \text{k}\Omega}{100\ \Omega} = 110$$

10-6. DETECCIÓN DE AVERÍAS

Cuando un amplificador no esté funcionando bien, el detector de averías podrá comenzar midiendo las tensiones continuas. Estas tensiones se calculan mentalmente, como se vio antes, y luego se miden para saber si son aproximadamente correctas. Si las tensiones continuas son claramente distintas de las tensiones estimadas, las averías posibles pueden ser resistencias

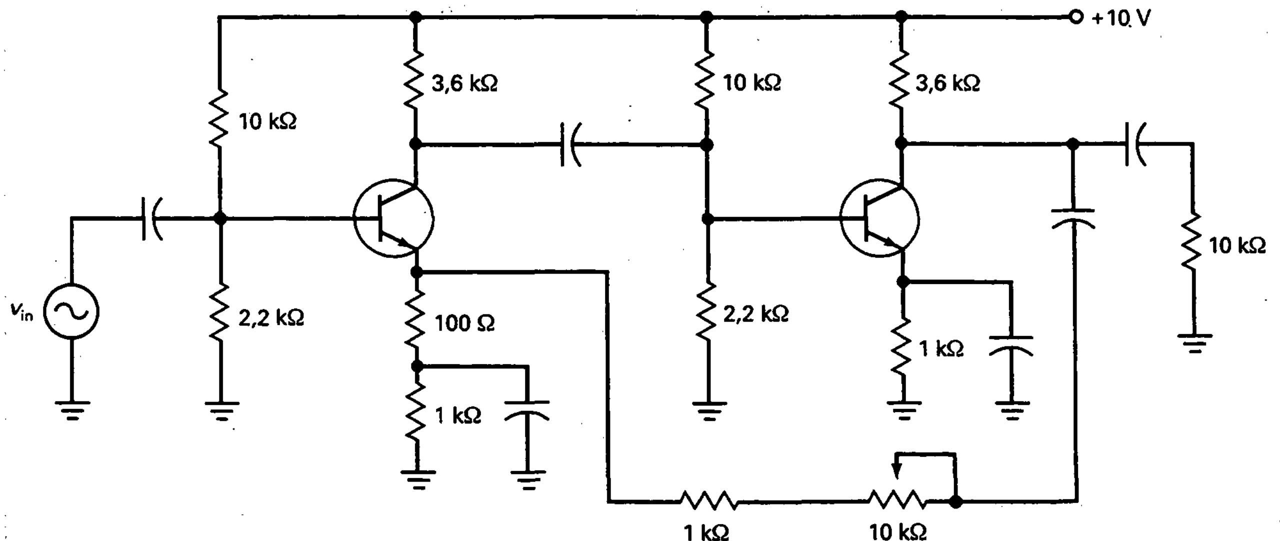


Figura 10-11. Ejemplo de amplificador de dos etapas con realimentación.

en circuito abierto (quemadas), resistencias en cortocircuito (puentes de soldadura entre ellas), conexiones incorrectas y condensadores en cortocircuito. Un cortocircuito en un condensador de desacoplo o en uno de acoplamiento cambiará el circuito equivalente para continua, lo cual implica tensiones continuas radicalmente diferentes.

Si todos los valores de las tensiones continuas son correctos, a continuación se investiga qué es lo que podría estar mal en el circuito equivalente para señal. Si hay tensión del generador, pero no hay tensión en la base, algún elemento podría estar en circuito abierto entre el generador y la base. Quizá algún cable no esté en su lugar o quizá el condensador de acoplo a la entrada está en circuito abierto. De manera análoga, si no hay tensión de salida, pero hay tensión alterna en el colector, el condensador de acoplo de salida podría estar en circuito abierto o podría faltar alguna conexión.

Es normal que no haya tensión alterna entre el emisor y masa, ya que el emisor es una masa para señal. Si un amplificador no está funcionando correctamente, uno de los elementos que un detector de averías revisa con el osciloscopio es la tensión en el emisor. Si aparece alguna tensión alterna en el emisor, es síntoma de que el condensador de desacoplo no está funcionando como debería.

Por ejemplo, un condensador de desacoplo en circuito abierto implica que el emisor deja de ser una masa para señal. Por esto, la corriente alterna del emisor fluirá a través de R_E en vez de hacerlo a través del condensador de desacoplo. Ello producirá una tensión alterna en el emisor que es detectable con un osciloscopio. Por tanto, si se ve una tensión alterna en el emisor de magnitud semejante a la tensión alterna de la base, hay que revisar el condensador de desacoplo del emisor. Podría estar defectuoso o simplemente estar mal conectado.

En condiciones normales, la línea de alimentación es un punto de masa para señal debido al condensador de filtrado que hay en la fuente de alimentación. Si el condensador de filtrado está defectuoso, el rizado se hace muy grande. Este rizado no deseado luego se simplifica igual que la señal del generador. El rizado amplificado producirá un zumbido de 60 o 120 Hz cuando el amplificador se conecte a un altavoz. Por tanto, si alguna vez se escucha un zumbido excesivo proveniente de un altavoz, uno de los primeros sospechosos del fallo debe ser un condensador de filtrado en circuito abierto en la fuente de alimentación.

EJEMPLO 10-10

El amplificador en EC de la Figura 10-12 tiene una tensión alterna nula en la carga. Si la tensión continua en el colector es 6 V y la tensión alterna en el colector es de 70 mV, ¿cuál es el fallo?

SOLUCIÓN

Como las tensiones continua y alterna en el colector son normales, hay sólo dos componentes que pueden ser la causa: C_2 o R_L. Si se formulan cuatro hipótesis con respecto a estos componentes, se podrá resolver el problema. Las cuatro preguntas son:

¿Y si C_2 estuviera en cortocircuito?

¿Y si C_2 estuviera en circuito abierto?
¿Y si R_L estuviera en cortocircuito?
¿Y si R_L estuviera en circuito abierto?

Si C_2 estuviera en cortocircuito, entonces disminuiría significativamente la tensión continua en el colector.

Si C_2 se encontrara en circuito abierto, entonces se interrumpiría la trayectoria para señal, pero no cambiarían las tensiones continua o alterna en el colector.

Si R_L estuviera en cortocircuito, se anularía la tensión alterna en el colector.

Si R_L estuviera en circuito abierto, entonces aumentaría significativamente la tensión alterna en el colector.

El problema sería obvio: C_2 estaría en circuito abierto. Cuando se está aprendiendo a localizar averías es necesario plantear hipótesis individualmente para aislar el problema. Al ganar experiencia, todo el proceso se vuelve automático. Un detector de averías experimentado habría detectado este fallo casi instantáneamente.

EJEMPLO 10-11

El amplificador en EC de la Figura 10-12 tiene una tensión alterna en el emisor de 0,75 mV y una tensión alterna en el colector de 2 mV. ¿Cuál es el fallo?

SOLUCIÓN

Como la localización de averías es un arte, es necesario formular hipótesis que tengan sentido para el que las formula y a cualquier nivel que ayude a detectar el problema. Si aún no ha localizado este fallo, comience a formularse cuestiones hipotéticas acerca de cada uno de los componentes y vea si puede localizar el fallo. Luego lea el párrafo siguiente.

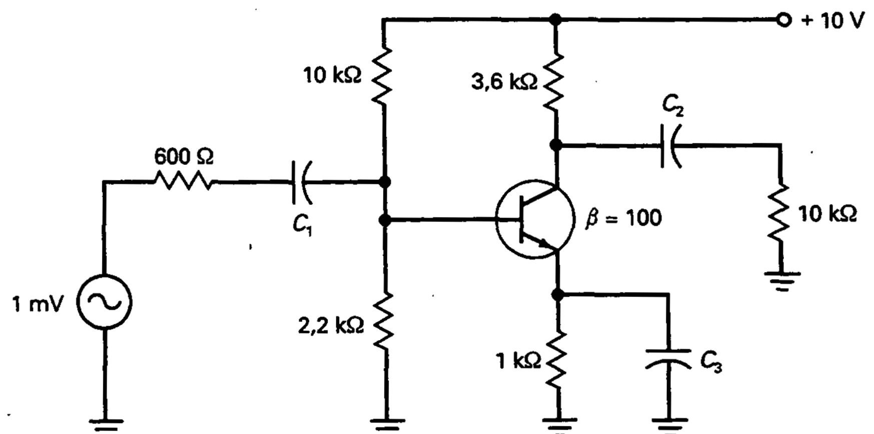


Figura 10-12. Ejemplo de detección de averías.

Sin importar qué componente haya elegido, sus hipótesis no reproducirán los síntomas indicados en el enunciado del problema, excepto con estas preguntas:

¿Y si C_3 estuviera en cortocircuito?
¿Y si C_3 se encontrara en circuito abierto?

Si C_3 está en cortocircuito no se producen los síntomas enunciados, pero sí los habrá si está en circuito abierto. ¿Por qué? Porque si C_3 está en circuito abierto, la impedancia de entrada de la base se hará mucho mayor y la tensión alterna de la base aumentará de 0,625 mV a 0,75 mV. Como el emisor ya no es una masa para señal, casi todos los 0,75 mV aparecen en el emisor. Como el amplificador tiene una ganancia de tensión atenuada de 2,65, la tensión alterna en el colector es aproximadamente igual a 2 mV.

RESUMEN

Sección 10-1. Ganancia de tensión

La ganancia de tensión de un amplificador en EC es igual a la resistencia para señal de colector dividida entre la resistencia para señal del diodo emisor.

Sección 10-2. El efecto de carga de la impedancia de entrada

La impedancia de entrada de la etapa está formada por las resistencias de polarización y la impedancia de entrada a la base. Cuando la fuente de señal no es constante comparada con esta impedancia de entrada, la tensión de entrada es menor que la tensión de la fuente.

Sección 10-3. Amplificadores multietapa

La ganancia global de tensión es igual al producto de las ganancias individuales. La impedancia de entrada de la segunda etapa es la resistencia de carga de la primera etapa. Dos etapas en EC producen una señal amplificada en fase.

Sección 10-4. Amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar

Acoplando las resistencias de emisor conseguimos realimentación negativa. Esto estabiliza la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada y disminuye la distorsión para señales grandes.

Sección 10-5. Realimentación con dos etapas

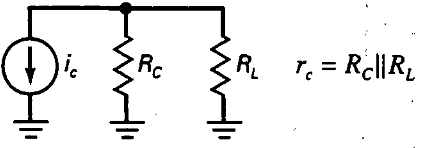
Podemos reenviar la tensión de salida del segundo colector al primer emisor a través de un divisor de tensión. Esto produce realimentación negativa, la cual estabiliza la ganancia de tensión del amplificador de dos etapas.

Sección 10-6. Detección de averías

Empiece con las medidas de corriente continua. Si no consigue aislar el problema, continúe con las medidas de corriente alterna hasta encontrar el problema.

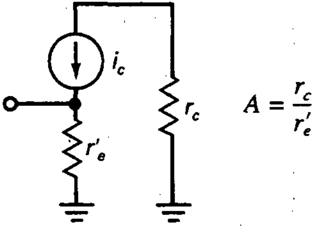
DEFINICIONES

(10-2) Resistencia de colector para corriente alterna:

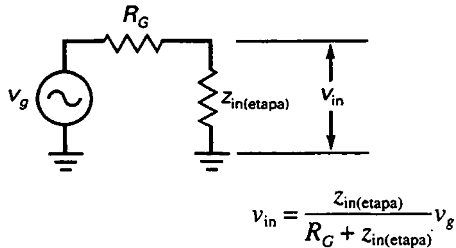


DERIVACIONES

(10-3) Ganancia de tensión en EC:

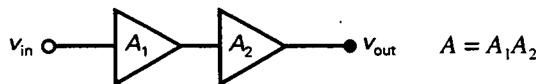


(10-4) Efecto de la carga:

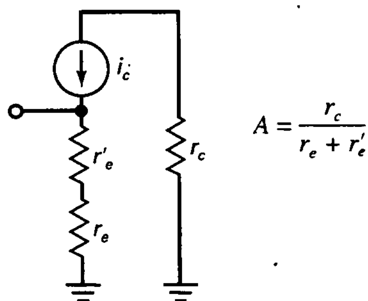


$$v_{in} = \frac{z_{in(etapa)}}{R_G + z_{in(etapa)}} v_g$$

(10-5) Ganancia de tensión para dos etapas:

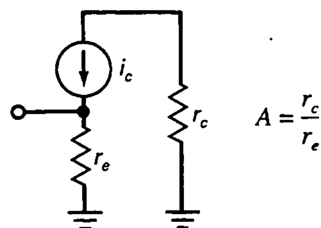


(10-6) Realimentación de una etapa:



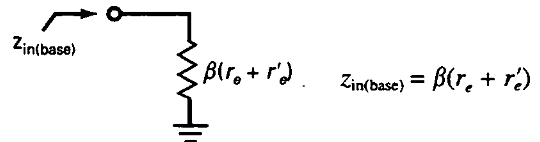
$$A = \frac{r_c}{r_e + r'_e}$$

(10-7) Amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar:

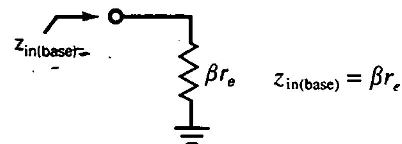


$$A = \frac{r_c}{r_e}$$

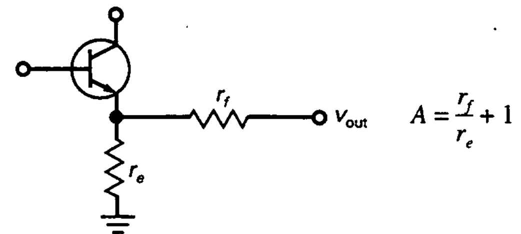
(10-8) Impedancia de entrada de un amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar:



(10-9) Impedancia de entrada para dos etapas con realimentación:



(10-10) Ganancia de realimentación para dos etapas:



$$A = \frac{r_f}{r_e} + 1$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. El emisor es una masa para señal en una etapa en
   a) BC **c)** EC
   b) CC **d)** Ninguna de las anteriores
2. La señal de salida de una etapa en EC normalmente
   a) Es constante **c)** Es pequeña
   b) Depende de r'_e **d)** Es menor que uno
3. La ganancia de tensión es igual a la tensión de salida dividida entre
   a) La tensión de entrada
   b) La resistencia para señal de emisor
   c) La resistencia para señal de colector
   d) La tensión del generador
4. La impedancia de entrada de la base aumenta si
   a) β aumenta

b) La tensión de la fuente de alimentación aumenta
c) Disminuye
d) La resistencia del colector para señal aumenta

5. La ganancia de tensión es directamente proporcional a
a) β
b) r'_e
c) La tensión continua del colector
d) La resistencia para señal del colector

6. En comparación con la resistencia para señal del diodo emisor, la resistencia de realimentación de un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar debe ser
a) Pequeña c) Grande
b) Igual d) Cero

7. En comparación con una etapa en EC, un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar tiene una impedancia de entrada que es
a) Menor c) Mayor
b) Igual d) Cero

8. Para redimir la distorsión de una señal amplificada, se puede aumentar
a) La resistencia del colector
b) La resistencia de realimentación del emisor
c) La resistencia del generador
d) La resistencia de carga

9. El emisor de un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar
a) Está puesto a masa
b) No tiene tensión continua
c) Tiene una tensión alterna
d) No tiene tensión alterna

10. En un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar se utiliza
a) Polarización de base
b) Realimentación positiva
c) Realimentación negativa
d) Un emisor puesto a masa

11. En un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar, los efectos del diodo emisor llegan a ser
a) Importantes para la ganancia de tensión
b) Críticos para la impedancia de entrada
c) Significativos para el análisis
d) De importancia nula

12. La resistencia de realimentación
a) Aumenta la ganancia de tensión
b) Reduce la distorsión
c) Disminuye la resistencia de colector
d) Disminuye la impedancia de entrada

13. La resistencia de realimentación
a) Estabiliza la ganancia de tensión
b) Aumenta la distorsión
c) Aumenta la resistencia de colector
d) Disminuye la impedancia de entrada

14. La resistencia para señal de colector de la primera etapa incluye la
a) Resistencia de carga
b) Impedancia de entrada de la primera etapa
c) Resistencia de emisor de la primera etapa
d) Impedancia de entrada de la segunda etapa

15. Si el condensador de desacoplo del emisor está en circuito abierto, la señal de salida alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

16. Si la resistencia de colector se pone en cortocircuito, la tensión de salida alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

17. Si la resistencia de carga está en circuito abierto, entonces la tensión de salida alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

18. Si alguno de los condensadores está en circuito abierto, la señal de salida alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

19. Si el condensador de acoplo de la entrada está en circuito abierto, entonces la tensión de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

20. Si el condensador de desacoplo está en circuito abierto, la señal de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

21. Si el condensador de acoplo de la salida está en circuito abierto, la tensión de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

22. Si la resistencia de emisor está en circuito abierto, la tensión de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

23. Si la resistencia de colector está en circuito abierto, la tensión de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

24. Si el condensador de desacoplo del emisor está en cortocircuito, la tensión de entrada alterna
a) Disminuye c) No cambia
b) Aumenta d) Es igual a cero

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un amplificador PDT. Ahora, describa cómo funciona. Incluya la ganancia de tensión y la impedancia de entrada en su discusión.

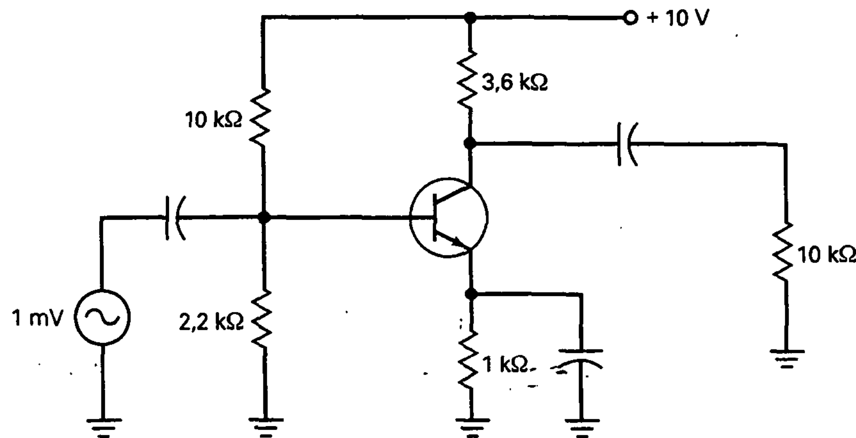


Figura 10-13

2. Dibuje un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión y la impedancia de entrada? ¿Por qué estabiliza la ganancia de tensión?
3. En un amplificador multietapa, ¿qué efecto tiene la impedancia de entrada de una etapa sobre la anterior? ¿Qué efecto tiene un cambio en el valor de β?
4. ¿Cuáles son las tres mejoras que introduce la realimentación negativa en un amplificador?
5. Queremos que un circuito como el de la Figura 10-12 trabaje por debajo de 0 Hz. ¿Qué cambios debemos hacer?
6. ¿Qué efecto produce una resistencia de emisor sin desacoplar en la ganancia de tensión?
7. ¿Qué características son deseables en un amplificador de audio y por qué?
8. ¿Qué es una resistencia de emisor sin desacoplar y qué produce?
9. Si no tenemos ningún valor para β, ¿cuál puede ser razonable para suponer por un técnico?
10. Explique la utilidad de los condensadores en los amplificadores de tensión multietapa.
11. ¿Qué es una resistencia de emisor sin desacoplar? Enumere tres mejoras que produce.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 10-1. Ganancia de tensión

10-1. La tensión del generador en el circuito de la Figura 10-13 se duplica. En esas condiciones, ¿cuánto vale la tensión de salida?

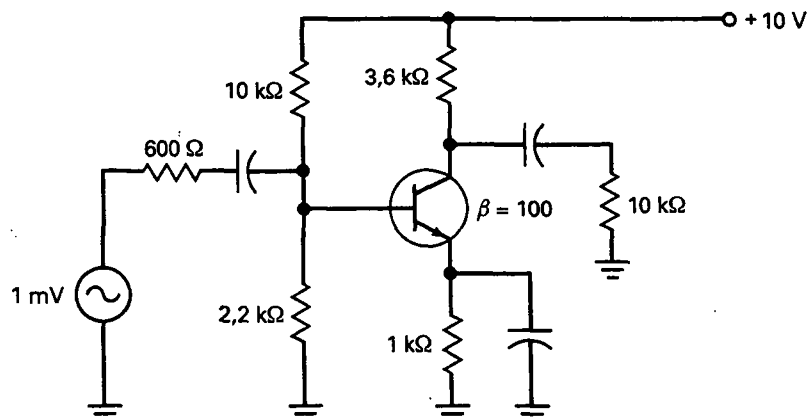


Figura 10-14

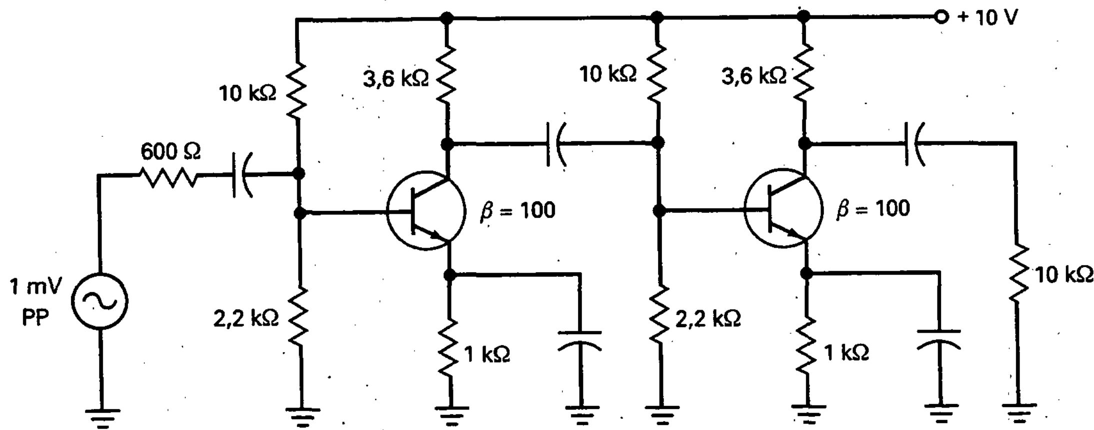


Figura 10-15

10-2. La resistencia de carga en el circuito de la Figura 10-13 se duplica. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión?

10-3. En la Figura 10-13 la fuente de alimentación aumenta a +20 V ¿Cuál es la tensión de salida?

Sección 10-2. El efecto de carga de la impedancia de entrada

10-4. La tensión de la fuente de alimentación en el circuito de la Figura 10-14 se duplica. ¿Cuánto vale la tensión alterna de salida?

10-5. Si la resistencia del generador en el circuito de la Figura 10-14 se duplica, ¿cuánto vale la tensión alterna de salida?

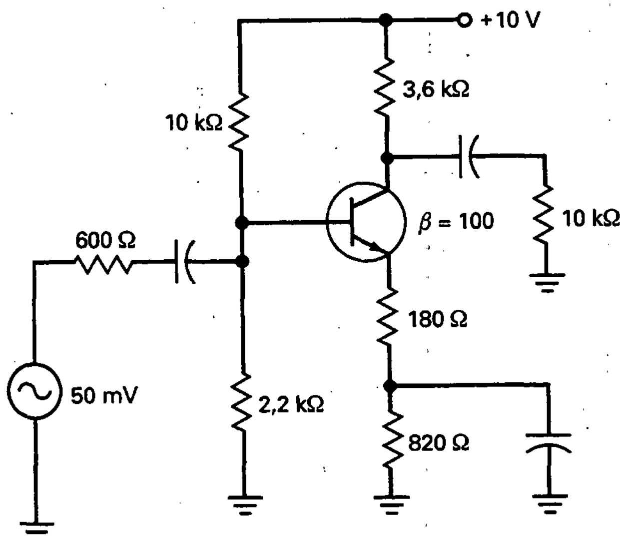


Figura 10-16

10-6. Si la resistencia del generador en el circuito de la Figura 10-14 se duplica, ¿cuánto vale la tensión alterna de salida?

Sección 10-3. Amplificadores multietapa

10-7. En la Figura 10-15, ¿cuánto vale la tensión alterna de la primera base? ¿Y en la segunda? ¿Y la de la resistencia de carga?

10-8. Si la tensión de alimentación aumenta a 12 V en el circuito de la Figura 10-15, ¿cuánto vale la tensión alterna de salida?

10-9. Si $\beta = 300$ para los transistores en el circuito de la Figura 10-15, ¿cuánto vale la tensión alterna de salida?

Sección 10-4. Amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar

10-10. La tensión del generador en el circuito de la Figura 10-16 se duplica. ¿Cuánto vale la tensión alterna de salida? Ignorar r'_e.

10-11. Si la resistencia del generador en el circuito de la Figura 10-16 se duplica, ¿cuánto vale la tensión alterna de salida?

10-12. La resistencia de carga en el circuito de la Figura 10-16 se reduce a 4,7 kΩ. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión?

10-13. La tensión de la fuente de alimentación en el circuito de la Figura 10-16 se triplica. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión?

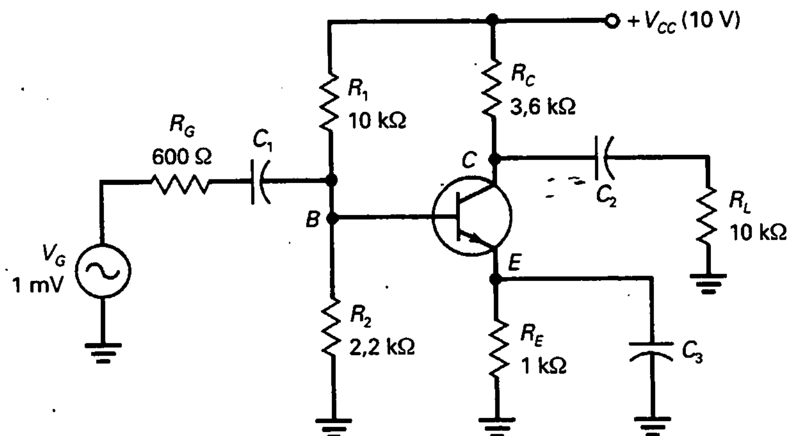
Sección 10-5. Realimentación con dos etapas

10-14. Un amplificador con realimentación como el de la Figura 10-10 tiene $r_f = 5$ kΩ y $r_e = 75$ Ω. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión?

10-15. En un amplificador con realimentación como el de la Figura 10-11, $r_e = 125\ \Omega$. Si queremos una ganancia de tensión de 70, ¿qué valor deberá de tener r_f?

Sección 10-6. Detección de averías

10-16. En el circuito de la Figura 10-15, el condensador de desacoplo del emisor está en circuito



	OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
V_B	B2	A4	A1	B5	E3	B2	F1	A4	B5	C2	G2	D1	D5
V_E	D3	B5	B4	D2	C2	D3	E4	D3	D2	E3	A2	F3	E6
V_C	E5	F2	B6	B6	B6	E5	B1	F2	F5	G1	C4	G5	F2
V_b	E1	A5	C1	E3	C3	E1	G1	C1	E3	F4	B3	E2	C6
V_e	G4	G1	E3	G1	A5	E3	C2	F4	A5	A5	A2	E2	E2
V_c	D6	C2	A5	A5	G1	C5	A5	A6	G1	G4	G3	G6	D4

	1	2	3	4	5	6
A	1,83	0	1,13	1,8	0	1,93 mV
B	2,8	1,8	0,75 mV	1,13	1,1	10
C	0,75 mV	0	0,8 mV	10	98 mV	0
D	2,1	0,4	1,1	0	1,8	73 mV
E	0,6 mV	0	0	2,7	6	1,1
F	3,4	6	2,1	0,75 mV	0,5	0
G	0	1,83	0	0	2,1	0

MEDIDAS

Figura 10-17. Detector de averías.

abierto en la primera etapa. ¿Qué sucederá con las tensiones continuas de la primera etapa? ¿Qué pasará con la tensión alterna de entrada a la segunda etapa? ¿Qué sucederá con la tensión de salida final?

10-17. En el circuito de la Figura 10-15 no hay tensión alterna en la carga. La tensión alterna de entrada a la segunda etapa es aproximadamente de 20 mV. Enumere algunos de los fallos posibles.

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

10-18. Todas las resistencias se duplican en el circuito de la Figura 10-13. ¿Cuánto vale la ganancia de tensión?

10-19. Si todas las resistencias se duplican en el circuito de la Figura 10-14, ¿qué valor toma la tensión de salida?

10-20. Si todas las resistencias se duplican en el circuito de la Figura 10-15, ¿cuánto vale la tensión de salida?

10-21. Si la resistencia de carga de la Figura 10-15 está desconectada, ¿cuánto vale la resistencia Thevenin de la segunda etapa?

DETECTOR DE AVERÍAS

Utilice la Figura 10-17 para los problemas siguientes.

10-22. Encuentre los fallos del 1 al 4.

10-23. Encuentre los fallos del 5 al 8.

10-24. Encuentre los fallos del 9 al 12.

CAPÍTULO

11 Amplificadores de potencia

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Conocer cómo se determinan la recta de carga para continua, la recta de carga para alterna y el punto *Q* para un circuito con configuración en emisor común.
- ➤ Calcular el valor máximo pico a pico de la tensión alterna no recortada (MPP) que es posible obtener con un amplificador en emisor común determinado.
- ➤ Describir las características de un amplificador, incluyendo clases de operación, tipos de acoplamiento y rangos de frecuencia.
- ➤ Conocer los factores que limitan la disipación máxima de potencia del transistor y las medidas que se pueden adoptar para mejorar dicha limitación.

VOCABULARIO

- acoplamiento directo
- acoplamiento por condensador
- amplificador de audio
- amplificador de banda ancha
- amplificador de banda estrecha
- amplificador de corriente continua
- amplificador de potencia
- amplificador de radiofrecuencia (RF)
- amplificador de radiofrecuencia sintonizado
- ancho de banda
- armónicos
- ciclo de trabajo
- circuitos en contra fase
- consumo de corriente
- funcionamiento en clase A
- funcionamiento en clase B
- funcionamiento en clase C
- funcionamiento para señales grandes
- ganancia de potencia
- pico máximo de tensión (MP)
- preamplificador
- rendimiento
- tensión máxima pico a pico (MPP)
- transformador acoplado

En un equipo de alta fidelidad, una radio o una televisión, la señal de entrada es pequeña. Después de varias etapas de ganancia de tensión, no obstante, la señal se hace grande y utiliza la recta de carga en su totalidad. En estas últimas etapas, las corrientes de colector son mucho mayores porque las impedancias de carga son mucho menores. En unos altavoces estéreo, por ejemplo, la impedancia de la carga final es de sólo 8 Ω.

Como se mencionó en el Capítulo 6, los transistores para pequeña señal tienen una limitación de potencia menor de 1 W, mientras que los transistores de potencia tienen una limitación de potencia superior a 1 W. Los transistores para pequeña señal se utilizan, por lo general, en las primeras etapas de los sistemas, donde la potencia de la señal es pequeña, y los transistores de potencia se emplean en la última etapa de los sistemas porque la potencia y corriente de la señal son grandes.

11-1. CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES

Hay diferentes maneras de clasificar los amplificadores. Por ejemplo, podemos clasificarlos por su clase de funcionamiento, por su acoplamiento entre etapas o por su rango de frecuencias.

❑ Clases de funcionamiento

Por funcionamiento en clase A se entiende que el transistor trabaja siempre en su zona activa. Esto equivale a decir que por el colector circula corriente durante los 360° del ciclo de señal, como se muestra en la Figura 11-1*a*. Con un amplificador de clase A, el diseñador trata de situar el punto *Q* en algún lugar cerca de la mitad de la recta de carga. De esta forma, la señal puede oscilar sobre el máximo rango posible sin saturar o cortar el transistor, lo que distorsionaría la señal.

El funcionamiento en clase B es diferente. En este caso, la corriente de colector circula solamente medio ciclo (180°), como se muestra en la Figura 11-1*b*. Para obtener este tipo de funcionamiento, el diseñador sitúa el punto *Q* en el corte. Entonces, sólo la mitad positiva de la tensión de alterna en la base puede producir corriente en el colector. Esto reduce la disipación de calor en los transistores de potencia.

Por funcionamiento en clase C se entiende cuando circula corriente por el colector durante menos de 180° del ciclo, como se muestra en la Figura 11-1*c*. Con el funcionamiento en clase C, sólo parte del semiciclo positivo de tensión alterna en la base produce corriente en el colector. Como resultado, obtenemos pulsos cortos de corriente de colector como los de la Figura 11-1*c*.

❑ Tipos de acoplamiento

La Figura 11-2*a* muestra un *acoplamiento por condensador*. El condensador de acoplo transmite la tensión de señal amplificada a la siguiente etapa. La Figura 11-2*b* ilustra un *acoplamiento por transformador*. Aquí la tensión de

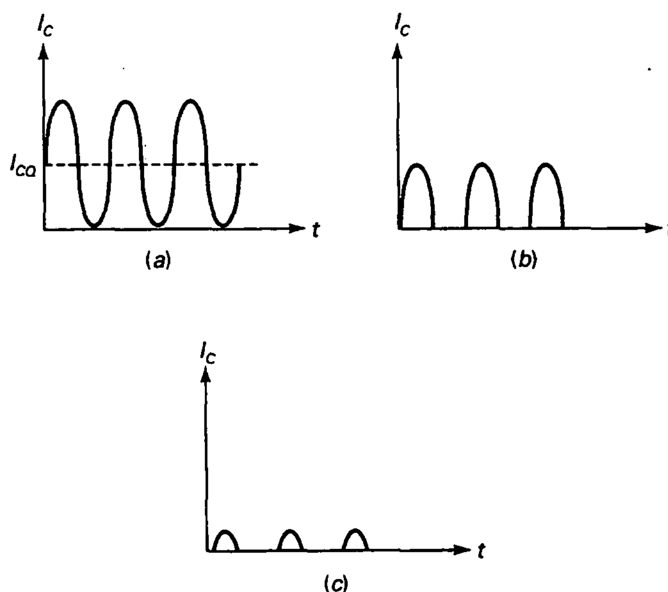


Figura 11-1. Corriente de colector. *a*) Clase A; *b*) clase B; *c*) clase C.

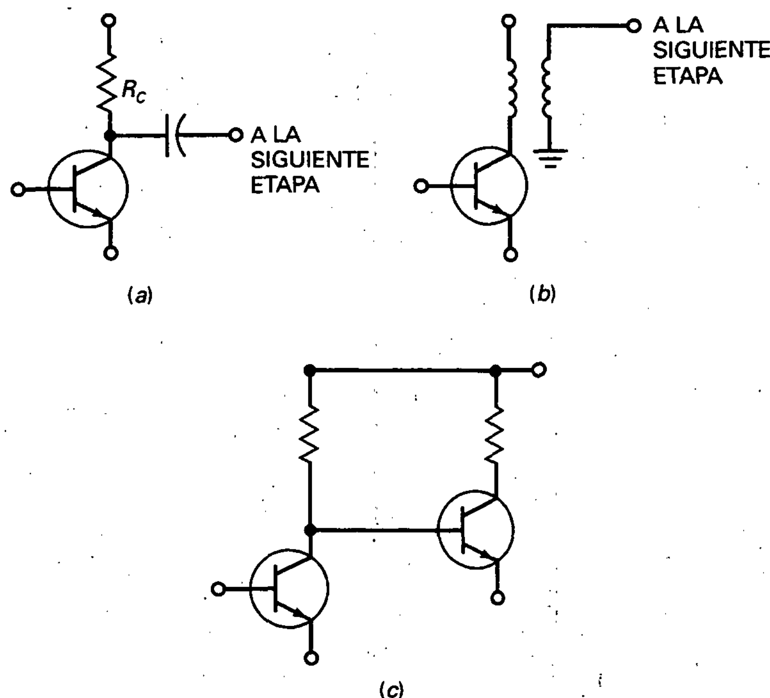


Figura 11-2. Tipos de acoplamiento. *a*) Por condensador; *b*) por transformador; *c*) directo.

señal está acoplada a través de un transformador con la siguiente etapa. El acoplamiento por condensador y el acoplamiento por transformador son ambos ejemplos de acoplamiento de corriente alterna con bloques de tensión de corriente continua.

El *acoplamiento directo* es distinto. En la Figura 11-2*c* existe una conexión directa entre el colector del primer transistor y la base del segundo transistor. Por esto, las tensiones alterna y continua están acopladas. Como no hay una frecuencia mínima límite, un amplificador con acoplamiento directo se llama *amplificador de corriente continua.*

❑ Rangos de frecuencia

Otra forma de clasificar los amplificadores es atendiendo a su rango de frecuencias. Por ejemplo, un *amplificador de audio* define un amplificador que funciona entre los 20 Hz y los 20 kHz. Por otra parte, un *amplificador de radio frecuencia (RF)* es el que funciona por encima de los 20 kHz, normalmente muy por encima. Por ejemplo, el amplificador de RF en los aparatos de radio AM amplifica frecuencias entre los 535 y 1.605 kHz, y el amplificador de RF en los aparatos de radio FM amplifica frecuencias entre los 88 y 108 MHz.

Los amplificadores se clasifican también en *banda estrecha* o *banda ancha.* Los de banda estrecha trabajan sobre pequeños rangos de frecuencia,

como de 450 a 460 kHz. Los de banda ancha lo hacen en grandes rangos de frecuencia, como de 0 a 1 MHz.

Los amplificadores de banda estrecha son amplificadores de RF sintonizados, lo que quiere decir que su carga en alterna es un circuito resonante con un valor de Q alto sintonizado con una emisora de radio o televisión. Los amplificadores de banda ancha están normalmente desintonizados; esto es, su carga de corriente alterna es resistiva.

La Figura 11-3*a* es un ejemplo de amplificador de RF sintonizado. El circuito *LC* es resonante para algunas frecuencias. Si el circuito resonante tiene un valor de Q alto, el ancho de banda es estrecho. La salida está acoplada por condensador con la siguiente etapa.

La Figura 11-3*b* es otro ejemplo de amplificador RF sintonizado. Esta vez, la señal de salida de banda estrecha está acoplada por transformador con la siguiente etapa.

❑ Nivel de señal

Vamos a describir el funcionamiento para *señales pequeñas*, en el cual la oscilación pico a pico de corriente en el colector es menor de un 10 por 100 de la corriente de colector sin corriente alterna. En funcionamiento para *señales grandes*, la señal pico a pico emplea toda o la mayoría de la recta de carga. En un equipo de alta fidelidad, la pequeña señal de un sintonizador de radio, reproductor de cintas o reproductor de discos compactos se usa como entrada a un *preamplificador*, un amplificador que produce una señal grande de salida adecuada para ajustar el volumen o el tono. La señal se emplea, entonces, como entrada de un *amplificador de potencia*, el cual transforma la salida de unos cientos de milivatios a cientos de vatios.

En el resto de este capítulo trataremos los amplificadores de potencia y describiremos sus características, como recta de carga, ganancia de potencia y rendimiento.

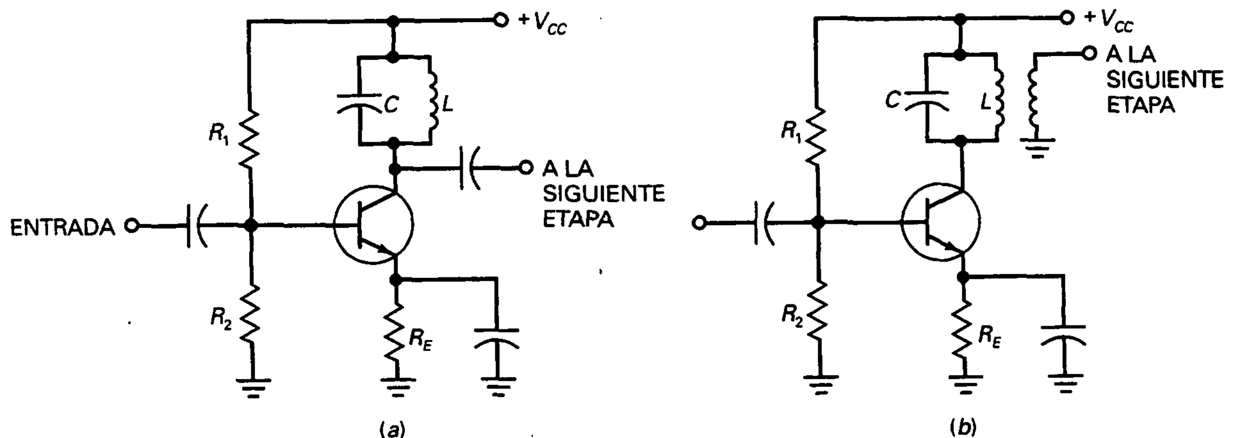


Figura 11-3. Amplificadores RF sintonizados. *a*) Acoplamiento por condensador; *b*) acoplamiento por transformador.

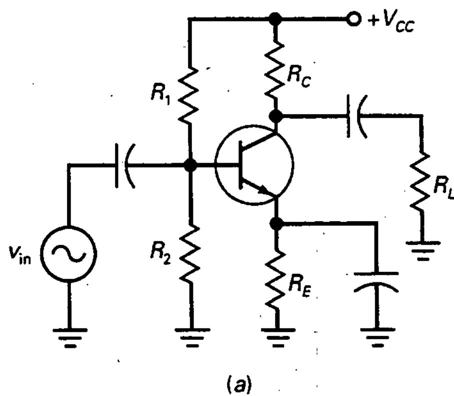
11-2. DOS RECTAS DE CARGA

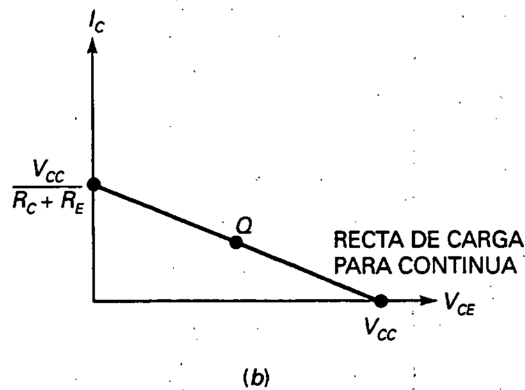
Cada amplificador tiene un circuito equivalente para corriente continua y otra para corriente alterna. Por ello, tiene dos rectas de carga: la recta de carga para continua y la recta de carga para alterna. Para el funcionamiento con pequeñas señales, la posición del punto Q no es crítica. Pero con amplificadores de señal grande, el punto Q tiene que estar en la mitad de la recta de carga de alterna para conseguir la máxima oscilación en la salida.

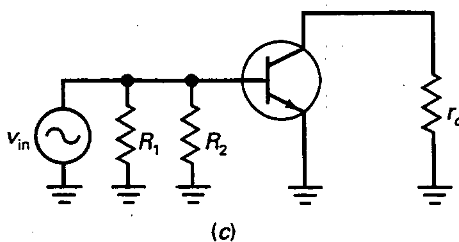
❑ Recta de carga para corriente continua

La Figura 11-4*a* es un amplificador con divisor de tensión en la base (PDT). Una forma de mover el punto Q es variando el valor de R_2. Para valores grandes de R_2, el transistor entra en saturación y su corriente viene dada por:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \tag{11-1}$$







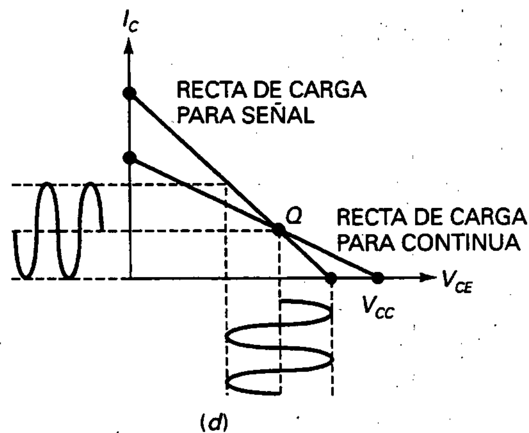


Figura 11-4. *a*) Amplificador PDT; *b*) recta de carga para corriente continua; *c*) circuito equivalente para corriente alterna; *d*) recta de carga para corriente alterna.

Valores muy pequeños de R_2 llevarán al transistor a la zona de corte, y su tensión será:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \tag{11-2}$$

La Figura 11-4*b* muestra la recta de carga con el punto *Q*.

❑ Recta de carga para corriente alterna

La Figura 11-4*c* es el circuito equivalente para el amplificador PDT en corriente alterna. Con el emisor a tierra, R_E no afecta al funcionamiento. Además, la resistencia de colector para corriente alterna es menor que la resistencia de colector para corriente continua. Por tanto, cuando llega una señal de alterna, el punto de operación instantáneo se mueve a lo largo de la recta de carga para corriente alterna de la Figura 11-4*d*. En otras palabras, la corriente sinusoidal pico a pico y la tensión vienen determinadas por la recta de carga para señal.

Ya que la recta de carga para señal tiene una pendiente mayor que la de continua, el máximo pico a pico (MPP) de la salida es siempre menor que la tensión de alimentación. Como ecuación:

$$\text{MPP} < V_{CC} \tag{11-3}$$

Por ejemplo, si la tensión de alimentación es de 10 V, la salida sinusoidal máxima pico a pico es menor de 10 V.

❑ Recorte de señales grandes

Cuando el punto *Q* está en el centro de la recta de carga para continua (Fig. 11-4*d*), la señal de alterna no puede usar toda su recta de carga sin recortarse. Por ejemplo, si la señal de alterna se incrementa, obtendremos el recorte por corte en el transistor mostrado en la Figura 11-5*a*.

Si el punto *Q* se mueve hacia zonas altas, como muestra la Figura 11-5*b*, una señal grande llevará el transistor a saturación. Tanto el recorte por corte como por saturación son no deseables, ya que distorsionan la señal. Cuando una señal como ésta llega a un altavoz, el sonido es terrible.

Un amplificador para señales grandes bien diseñado tiene el punto *Q* en el medio de la recta de carga para señal (Fig. 11-5*c*). En este caso, conseguimos la salida sin recortar máxima pico a pico.

❑ Salida máxima

Cuando el punto *Q* está por debajo del centro de la recta de carga para señal, el pico máximo (MP) de salida es $I_{CQ}r_c$, como muestra la Figura 11-6*a*. Por otra parte, si el punto *Q* está por encima el centro de la recta de carga para señal, el pico máximo de salida es V_{CEQ}, como muestra la Figura 11-6*b*.

Para cualquier punto *Q*, el pico máximo de salida es:

$$\text{MP} = I_{CQ}r_c \text{ o } V_{CEQ}\text{, el que sea menor} \tag{11-4}$$

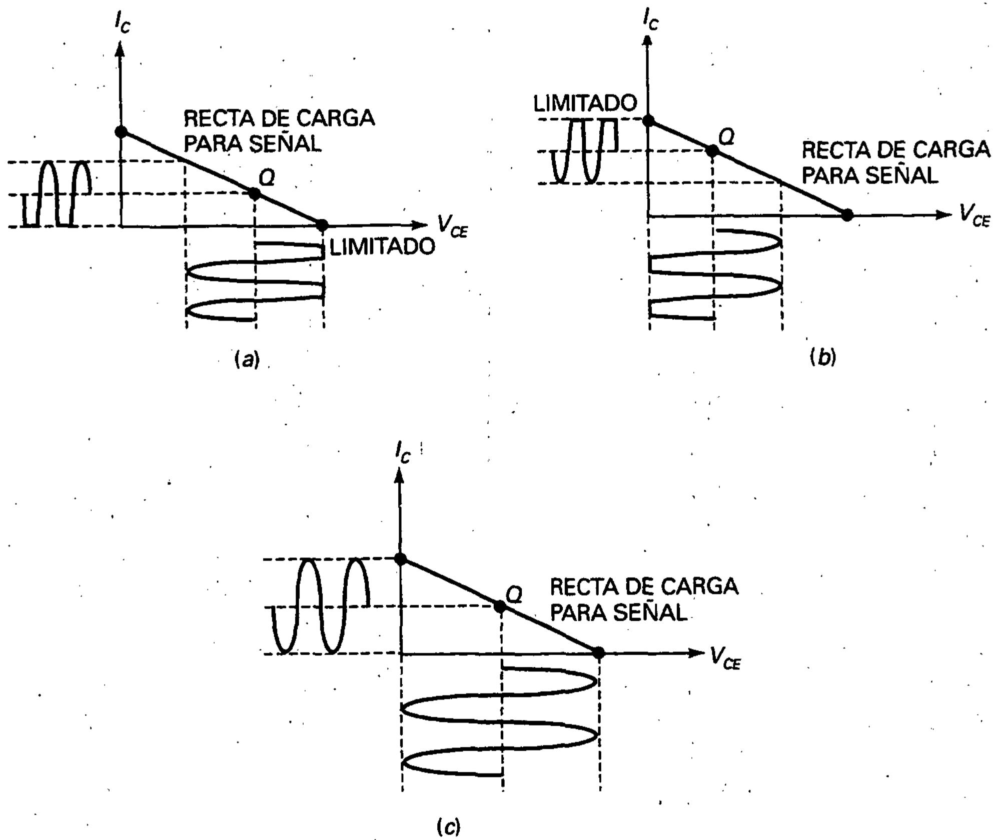


Figura 11-5. *a*) Recorte en zona de corte; *b*) recorte en zona de saturación; *c*) punto Q óptimo.

y el máximo pico a pico en la salida es el doble de esta cantidad:

$$MPP = 2\ MP \qquad (11\text{-}5)$$

Las Ecuaciones (11-4) y (11-5) son usuales en detección de averías para determinar las salidas máximas posibles sin recorte.

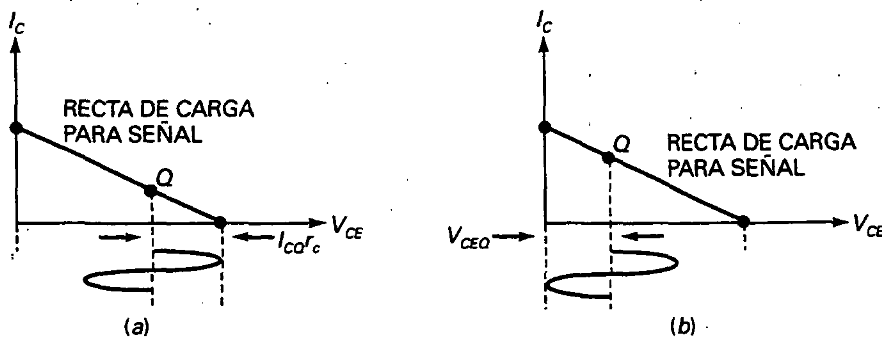


Figura 11-6. Punto Q en el centro de la recta de carga para corriente alterna.

Cuando el punto Q está en el centro de la recta de carga:

$$I_{CQ} r_c = V_{CEQ} \qquad (11\text{-}6)$$

Un diseñador tratará de satisfacer esta condición lo máximo posible, considerando la tolerancia de las resistencias de polarización.

EJEMPLO 11-1

¿Cuál es el valor de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_c en la Figura 11-7?

SOLUCIÓN

$$I_{CQ} = \frac{1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}1\ \text{mA}$$

$$V_C = 10\ \text{V} - (1{,}1\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 6{,}04\ \text{V}$$

$$V_{CEQ} = 6{,}04\ \text{V} - 1{,}1\ \text{V} = 4{,}94\ \text{V}$$

y

$$r_c = 3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

EJEMPLO 11-2

¿Qué valor toma la tensión de salida máxima pico a pico en la Figura 11-7?

SOLUCIÓN

Con una tensión de alimentación de 10 V:

$$\text{MPP} < 10\ \text{V}$$

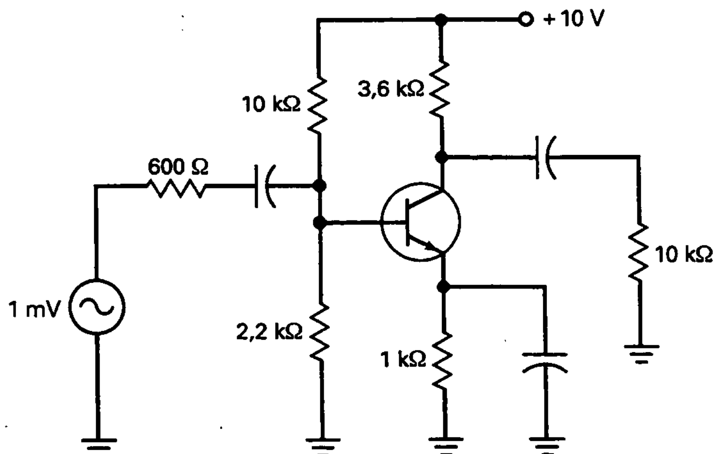


Figura 11-7. Ejemplo.

Este es el límite superior de la tensión de salida del amplificador sin distorsionar.

Ahora calculamos lo siguiente:

$$I_{CQ}r_c = (1{,}1\ \text{mA})(2{,}65\ \text{k}\Omega) = 2{,}92\ \text{V}$$

$$V_{CEQ} = 4{,}94\ \text{V}$$

Como el pico máximo de salida es el menor de los dos:

$$\text{MP} = 2{,}92\ \text{V}$$

y

$$\text{MPP} = 2(2{,}92\ \text{V}) = 5{,}84\ \text{V}$$

EJEMPLO 11-3

La Figura 11-8 muestra un amplificador PDT con una resistencia de emisor de 750 Ω. ¿Cuál es la máxima tensión de salida pico a pico ahora?

SOLUCIÓN

La corriente de colector se incrementa a:

$$I_{CQ} = \frac{1{,}1\ \text{V}}{750\ \Omega} = 1{,}47\ \text{mA}$$

La tensión de continua en el colector disminuye a:

$$V_C = 10\ \text{V} - (1{,}47\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 4{,}71\ \text{V}$$

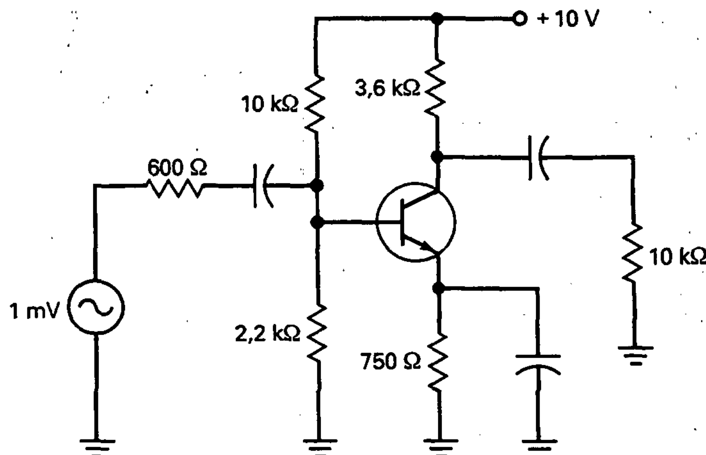


Figura 11-8. Ejemplo.



y la tensión continua colector-emisor es:

$$V_{CEQ} = 4{,}71\ \text{V} - 1{,}1\ \text{V} = 3{,}61\ \text{V}$$

Ahora, tenemos:

$$I_{CQ}r_C = (1{,}47\ \text{mA})(2{,}65\ \text{k}\Omega) = 3{,}9\ \text{V}$$

$$V_{CEQ} = 3{,}61\ \text{V}$$

El pico máximo de tensión de salida es la menor de estas dos. Así:

$$\text{MP} = 3{,}61\ \text{V}$$

y

$$\text{MPP} = 2(3{,}61\ \text{V}) = 7{,}22\ \text{V}$$

11-3. FUNCIONAMIENTO EN CLASE A

El amplificador PDT de la Figura 11-9*a* es un amplificador de clase A, ya que la señal de salida no está recortada. Con este tipo de amplificador, la corriente circula por el colector durante todo el ciclo. Dicho de otra forma, no aparecen recortes en la señal de salida durante todo el ciclo. Ahora discutiremos unas cuantas ecuaciones, usuales en el análisis de los amplificadores de clase A.

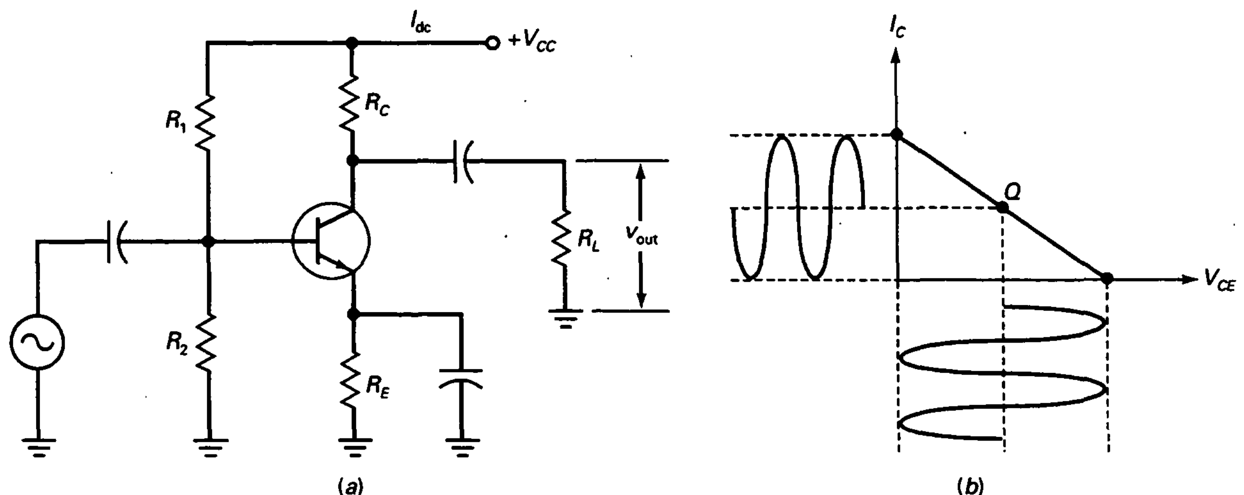


Figura 11-9. Amplificador de clase A.

❑ Ganancia de potencia

Además de la ganancia de tensión, cualquier amplificador tiene una *ganancia de potencia*, definida como:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}} \qquad (11\text{-}7)$$

Es decir, la ganancia de potencia es igual a la potencia de salida para señal dividida entre la potencia de entrada para señal.

Por ejemplo, si el amplificador de la Figura 11-9*a* tiene una potencia de salida de 10 mW y una potencia de entrada de 10 μW, su ganancia de potencia será:

$$G = \frac{10 \text{ mW}}{10 \text{ μW}} = 1.000$$

❑ Potencia de salida

Si medimos la tensión de salida en la Figura 11-9*a* con un voltímetro rms, la potencia de salida viene dada por

$$p_{out} = \frac{v_{rms}^2}{R_L} \qquad (11\text{-}8)$$

Normalmente, medimos la tensión de salida pico a pico con un osciloscopio. En este caso, la ecuación adecuada para calcular la ganancia de potencia es:

$$p_{out} = \frac{v_{out}^2}{8R_L} \qquad (11\text{-}9)$$

El factor 8 en el denominador viene dado, ya que $v_{pp} = 2\sqrt{2}\, v_{rms}$. Si elevamos al cuadrado $2\sqrt{2}$, obtenemos 8.

La máxima potencia de salida se produce cuando el amplificador está generando la salida máxima pico a pico, como muestra la Figura 11-9*b*. En este caso, v_{pp} iguala la salida máxima pico a pico y la potencia de salida máxima es:

$$p_{out(máx)} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L} \qquad (11\text{-}10)$$

❑ Disipación de potencia en el transistor

Si no hay una señal que excite al amplificador de la Figura 11-9*a*, la potencia de disipación es:

$$P_{DQ} = V_{CEQ} I_{CQ} \qquad (11\text{-}11)$$

Esto tiene sentido. Dice que la disipación de potencia es igual a la tensión de continua aumentada un número de veces igual a la corriente continua.

Cuando aparece una señal, la potencia de disipación del transistor disminuye, ya que el transistor transforma alguna de la potencia estacionaria en potencia de señal. Por esta razón, la disipación de potencia sin señal es el peor de los casos. De esta forma, la limitación de potencia del transistor en un amplificador de clase A debe ser mayor que P_{DQ}; de otra manera, el transistor se destruirá.

❑ Consumo de corriente

Como muestra la Figura 11-9*a*, la fuente de tensión de corriente continua proporciona una corriente I_{dc} al amplificador. Esta corriente tiene dos componentes: la corriente de polarización a través del divisor de tensión y la corriente de colector que atraviesa el transistor. A esta corriente se le llama *consumo de corriente* de la etapa. Si tenemos un amplificador multietapa, tendremos que sumar los consumos de corriente individuales para obtener el total.

❑ Rendimiento

La potencia que aporta la fuente de alimentación de continua al amplificador es:

$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc} \tag{11-12}$$

Para comparar los diseños de amplificadores de potencia, podemos usar el *rendimiento*, definido como:

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\,\% \tag{11-13}$$

Esta ecuación nos indica que el rendimiento es igual a la potencia de salida para señal dividida entre la potencia de entrada de continua.

El rendimiento de cualquier amplificador está entre el 0 y el 100 por 100. El rendimiento nos proporciona un método para comparar dos diseños distintos, ya que nos indica lo bien que un amplificador transforma la potencia continua de entrada en potencia alterna de salida. El mayor rendimiento se dará cuando el amplificador transforme toda la potencia continua de entrada en potencia alterna de salida. Esto es importante en los equipos que funcionan con pilas, ya que si el rendimiento es grande, las pilas tendrán una mayor duración.

Como todas las resistencias excepto la de carga tienen pérdidas de potencia, el rendimiento es menor del 100 por 100 en los amplificadores de clase A. De hecho, el máximo rendimiento de los amplificadores de clase A con resistencia de colector y una resistencia de carga separada es del 25 por 100.

En algunas aplicaciones, el bajo rendimiento de los amplificadores de clase A es aceptable. Por ejemplo, la etapa para señales pequeñas del princi-

pio de un sistema normalmente trabaja con rendimientos bajos, ya que la potencia de entrada de continua es pequeña. De hecho, si la etapa final del sistema necesita entregar sólo unos cientos de milivatios, el consumo de corriente en la fuente de potencia puede ser lo suficientemente bajo como para ser aceptable. Pero cuando la etapa final necesita entregar vatios de potencia, el consumo de corriente normalmente es demasiado para el funcionamiento en clase A.

EJEMPLO 11-4

Si la tensión de salida pico a pico es de 6,3 V y la impedancia de entrada a la base es de 3 kΩ, ¿cuál es la ganancia de potencia en la Figura 11-10*a*?

SOLUCIÓN

En el circuito equivalente para continua de la Figura 11-10*b*, la impedancia de entrada de la etapa es:

$$Z_{in(etapa)} = 10\ k\Omega \parallel 2{,}2\ k\Omega \parallel 3\ k\Omega = 1{,}13\ k\Omega$$

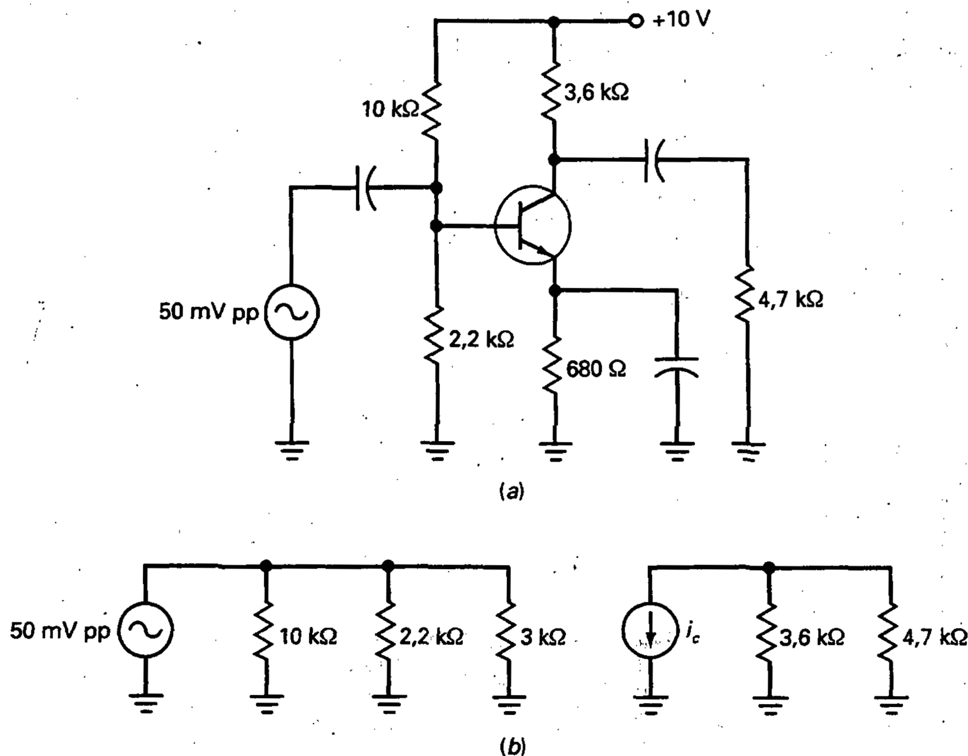


Figura 11-10. Ejemplo.

La potencia de entrada de continua es:

$$p_{in} = \frac{(50 \text{ mV})^2}{8(1{,}13 \text{ k}\Omega)} = 0{,}277 \ \mu\text{W}$$

La potencia de salida de alterna es:

$$p_{out} = \frac{(6{,}2 \text{ V})^2}{8(4{,}7 \text{ k}\Omega)} = 1{,}02 \text{ mW}$$

La ganancia de potencia es:

$$G = \frac{1{,}02 \text{ mW}}{0{,}277 \ \mu\text{W}} = 3.682$$

EJEMPLO 11-5

¿Cuál es la potencia disipada por el transistor de la Figura 11-10*a*?

SOLUCIÓN

La corriente continua de emisor es:

$$I_E = \frac{1{,}1 \text{ V}}{680 \ \Omega} = 1{,}62 \text{ mA}$$

La tensión continua de colector vale:

$$V_C = 10 \text{ V} - (1{,}62 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 4{,}17 \text{ V}$$

y la tensión continua emisor-colector:

$$V_{CEQ} = 4{,}17 \text{ V} - 1{,}1 \text{ V} = 3{,}07 \text{ V}$$

La disipación de potencia en el transistor es:

$$P_{DQ} = V_{CEQ} I_{CQ} = (3{,}07 \text{ V})(1{,}62 \text{ mA}) = 4{,}97 \text{ mW}$$

EJEMPLO 11-6

¿Cuál es el rendimiento de la Figura 11-10*a*?

SOLUCIÓN

La corriente de polarización que atraviesa el divisor de tensión es:

$$I_{polarización} = \frac{10 \text{ V}}{12{,}2 \text{ k}\Omega} = 0{,}82 \text{ mA}$$

La corriente de colector sin señal es 1,62 mA, hallada en el ejemplo anterior. El consumo de corriente es:

$$I_{dc} = 0{,}82 \text{ mA} + 1{,}62 \text{ mA} = 2{,}44 \text{ mA}$$

La potencia de entrada de continua a la etapa es:

$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc} = (10 \text{ V})(2{,}44 \text{ mA}) = 24{,}4 \text{ mW}$$

Como la potencia de salida de alterna es 1,02 mW (hallada en el Ejemplo 11-4), el rendimiento de la etapa es:

$$\eta = \frac{1{,}02 \text{ mW}}{24{,}4 \text{ mW}} \times 100\% = 4{,}2\%$$

EJEMPLO 11-7

Describa el funcionamiento de la Figura 11-11.

SOLUCIÓN

Es un amplificador de clase A alimentando un altavoz. El amplificador está polarizado con divisor de tensión, y la señal de entrada está acoplada por transformador con la base. El transistor proporciona una tensión y una ganancia de potencia al altavoz a través del transformador de salida.

Un pequeño altavoz con una impedancia de 3,2 Ω necesita sólo 100 mW para funcionar. Un altavoz ligeramente mayor con una impedancia de 8 Ω necesita de 300 a 500 mW. De esta forma, un amplificador de potencia de clase A como el de la Figura 11-11 puede ser adecuado si todo lo que necesitamos son unos cientos de milivatios de potencia de salida. Como la resistencia de carga es también la resistencia de colector para alterna, el rendimiento

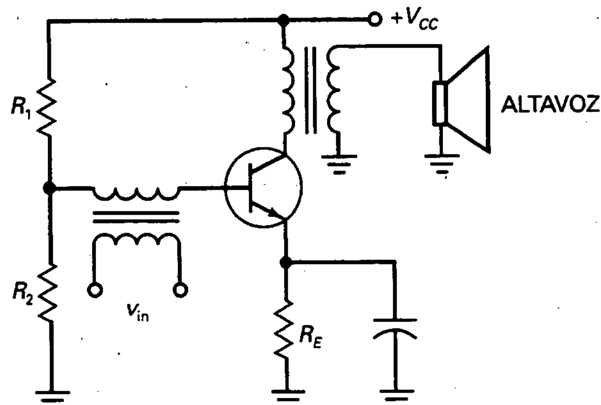


Figura 11-11. Amplificador de potencia de clase A.

de este amplificador de clase A es mayor que en el amplificador de clase A visto anteriormente.

El amplificador de clase A anterior tiene una resistencia de colector R_C y una resistencia de carga separada R_L. Lo mejor que podemos hacer en este caso es igualar las impedancias, $R_L = R_C$, para conseguir el máximo rendimiento del 25 por 100. Cuando la resistencia de carga coincide con la resistencia de colector para alterna, como muestra la Figura 11-11, ésta recibe el doble de potencia de salida y el máximo rendimiento aumenta hasta el 50 por 100.

11-4. FUNCIONAMIENTO EN CLASE B

La clase A es la forma más común de operar un transistor en circuitos lineales, ya que es el primero en simplicidad y el circuito polarizado más estable. Pero con el funcionamiento en clase A no se alcanza el mayor rendimiento. En algunas aplicaciones, como sistemas de baterías de potencia, el consumo de corriente y el rendimiento de la etapa son consideraciones importantes para el diseño. Esta sección introduce las ideas básicas del funcionamiento en clase B.

❑ Circuito en contrafase

La Figura 11-12 muestra un amplificador básico en clase B. Cuando el transistor funciona en clase B, recorta la mitad del ciclo. Para evitar la distorsión resultante, podemos usar dos transistores en contrafase configurados como muestra la Figura 11-12. *Contrafase* significa que un transistor conduce durante medio ciclo mientras el otro no funciona, y viceversa.

Así es como trabaja: en el semiciclo positivo de la tensión de entrada, el espiral secundario de T_1 tiene unas tensiones de v_1 y v_2. De esta forma, el transistor superior conduce y el inferior permanece cortado. La corriente

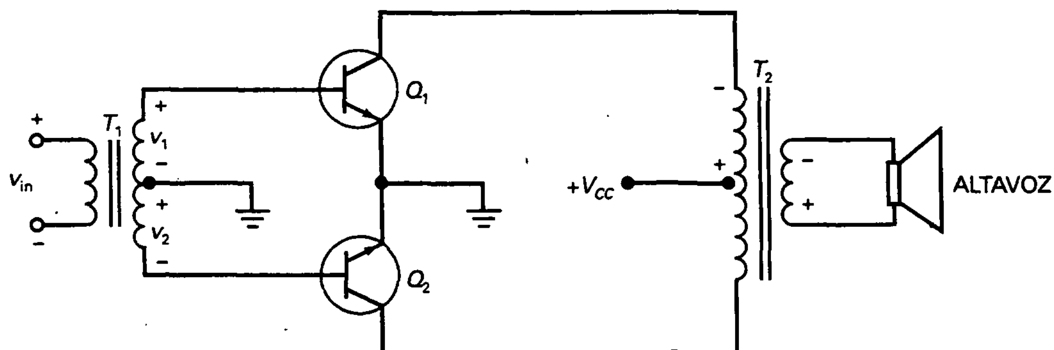


Figura 11-12. Amplificador de clase B en contra fase.

de colector a través de Q_1 circula por la mitad superior del espiral primario de salida. Esto provoca que el amplificador tenga una tensión invertida, acoplada por transformador al altavoz.

En el semiciclo de tensión de entrada, se invierten las polaridades. Ahora, el transistor inferior conduce y el transistor superior permanece cortado. El transistor inferior amplifica la señal, y el semiciclo de alterna llega al altavoz.

Como cada transistor amplifica una mitad del ciclo de entrada, el altavoz recibe un ciclo completo de señal amplificada.

❑ Ventajas y desventajas

Como no hay polarización en la Figura 11-12, cada transistor está en corte cuando no tiene señal de entrada, lo que resulta una ventaja, pues no hay consumo de corriente cuando la señal es cero.

Otra ventaja es el aumento del rendimiento cuando hay una señal de entrada. El máximo rendimiento de un amplificador de clase B en contrafase es del 78,5 por 100, por lo que un amplificador de potencia de clase B en contrafase se usa más comúnmente como etapa de salida que un amplificador de potencia de clase A.

La principal desventaja del amplificador que se muestra en la Figura 11-12 es el uso de transformadores. Los transformadores de audio son pesados y caros. Aunque fueron muy usados en su momento, un amplificador con acoplamiento por transformador ha dejado de ser usual. Los nuevos diseños han eliminado la necesidad de transformadores en la mayoría de las aplicaciones. En el siguiente capítulo trataremos de estos nuevos diseños.

11-5. FUNCIONAMIENTO EN CLASE C

Con la clase B, necesitamos circuitos de contrafase. Por esto, la mayoría de los amplificadores de clase B son amplificadores en contrafase. Con la clase C, necesitamos usar circuitos resonantes para la carga. Por ello, la mayoría de amplificadores de clase C son amplificadores sintonizados.

❑ Frecuencia de resonancia

Con el funcionamiento en clase C, la corriente de colector circula durante menos de un semiciclo. Un circuito resonante en paralelo puede filtrar los pulsos de corriente de colector y producir una señal seno pura de tensión de salida. La principal aplicación para la clase C son los amplificadores sintonizados de RF. El máximo rendimiento de un amplificador sintonizado de clase C es del 100 por 100.

La Figura 11-13*a* muestra un amplificador sintonizado de *RF*. La tensión de entrada de alterna alimenta la base y aparece una tensión de salida amplificada en el colector. La señal amplificada e invertida está acoplada por condensador a la resistencia de carga. Debido al circuito resonante en

paralelo, la tensión de salida es máxima en la frecuencia de resonancia, dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{11-14}$$

En el resto de frecuencias, la gracia de tensión cae como muestra la Figura 11-13*b*. Por esta razón, un amplificador sintonizado de clase C es comúnmente usado para amplificar bandas estrechas de frecuencia. Esto lo hace ideal para amplificar señales de radio y televisión, ya que cada estación o canal está asignado a una estrecha banda de frecuencias a ambos lados de la frecuencia central.

El amplificador de clase C está sin polarizar, como muestra el circuito equivalente de la Figura 11-13*c*. La resistencia R_S en el circuito del colector es la resistencia serie de la autoinducción.

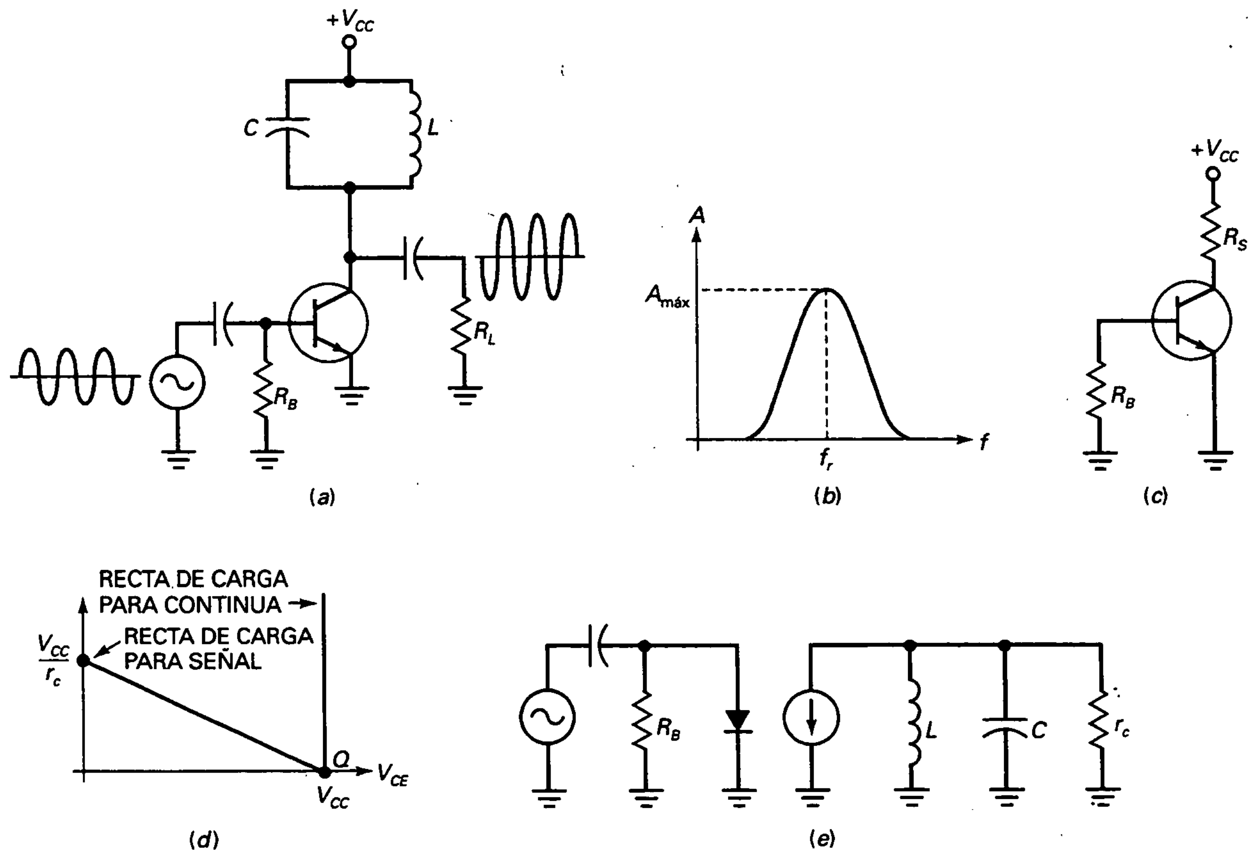


Figura 11-13. *a*) Amplificador sintonizado en clase C; *b*) ganancia de tensión frente a frecuencia; *c*) el circuito equivalente para continua está sin polarizar; *d*) dos rectas de carga; *e*) circuito equivalente para corriente alterna.

❑ Recta de carga

La Figura 11-13*d* muestra las dos rectas de carga. La recta de carga para continua es aproximadamente vertical, ya que la resistencia de la autoinducción R_S es muy pequeña. La recta de carga para continua no es importante, ya que el transistor no está polarizado. La que es importante es la recta de carga para alterna. Como se indica, el punto Q está en el extremo inferior de la recta de carga. Cuando una señal está presente, el funcionamiento instantáneo mueve el punto Q hacia arriba a través de la recta de cargas hacia el punto de saturación. El pulso máximo de la corriente de colector viene dado por la corriente de saturación V_{CC}/r_c.

❑ Desplazamiento de corriente continua de la señal de entrada

La Figura 11-13*e* es el circuito equivalente para alterna. La señal de entrada excita el diodo emisor, y los pulsos de corriente amplificada llegan al circuito resonante. En un amplificador de clase C sintonizado, el condensador de entrada es causante del desplazamiento negativo. Por esta razón, la señal que aparece en el emisor está negativamente desplazada.

La Figura 11-14*a* ilustra este desplazamiento negativo. Solamente los picos positivos de la señal de entrada llegan al diodo emisor. Por esta razón, la corriente de colector circula en pulsos cortos como los de la Figura 11-14*b*.

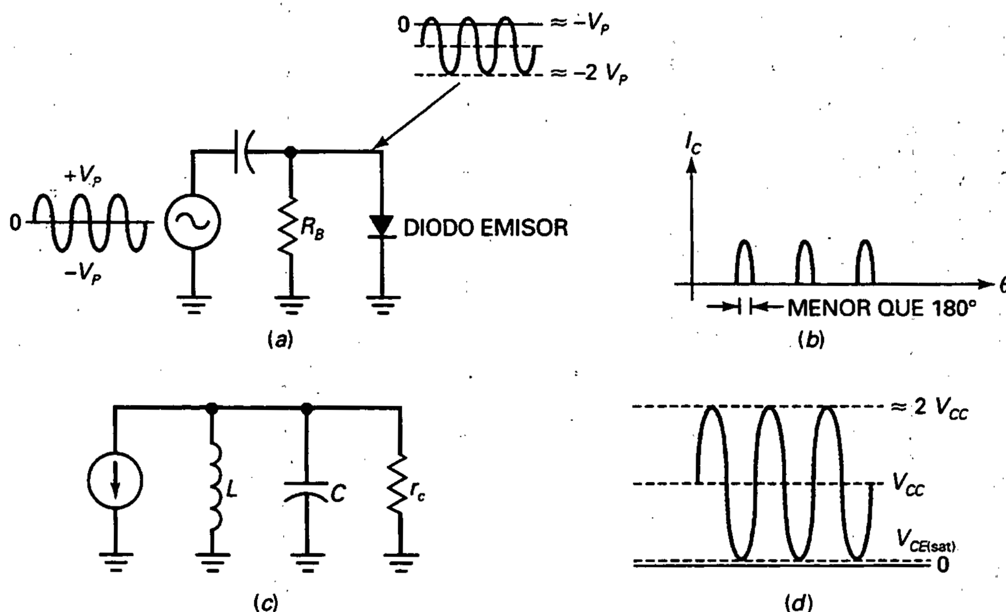


Figura 11-14. *a*) Señal de entrada desplazada negativamente en la base; *b*) la corriente de colector fluye en pulsos; *c*) circuito de colector de corriente alterna; *d*) onda de tensión en el colector.

❑ Filtrando los armónicos

En el Capítulo 5 se trató brevemente el concepto de armónicos. La idea básica es ésta: una onda no sinusoidal como la de la Figura 11-14*b* es rica en *armónicos*, múltiplos de la frecuencia de entrada. En otras palabras, los pulsos de la Figura 11-14*b* son equivalentes a un grupo de ondas tipo seno con frecuencias f, $2f$, $3f$, ..., nf.

El circuito resonante de la Figura 11-14*c* tiene una alta impedancia solamente en la frecuencia fundamental f. Esto produce una gran ganancia de tensión en la frecuencia fundamental.

Por otro lado, el circuito resonante tiene una impedancia muy baja para los armónicos superiores, lo que provoca una ganancia de tensión muy pequeña. Es por esto por lo que la tensión que atraviesa el circuito resonante es casi como la onda tipo seno pura de la Figura 11-14*d*. Como todos los armónicos superiores son filtrados, sólo la frecuencia fundamental aparece en el circuito resonante.

❑ Detección de averías

Como los amplificadores de clase C sintonizados tienen una señal desplazada negativamente, podemos usar un voltímetro con una alta impedancia para medir la tensión en el diodo emisor. Si el circuito funciona correctamente, tendremos lecturas de tensión negativas aproximadamente iguales al pico de la señal de entrada.

El test de voltímetro puede ser útil cuando no tengamos un osciloscopio a mano. Con el osciloscopio, sin embargo, obtendremos una comprobación más uniforme de lo que ocurre en el diodo emisor. Veríamos una onda negativamente desplazada cuando el circuito funcione correctamente.

EJEMPLO 11-8

Describir lo que ocurre en la Figura 11-15.

SOLUCIÓN

El circuito tiene una frecuencia de resonancia de:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2\ \mu\text{H})(470\ \text{pF})}} = 5{,}19\ \text{MHz}$$

Si la señal de entrada tiene esta frecuencia, el circuito de clase C sintonizado amplifica la señal de entrada.

En la Figura 11-15, la señal de entrada tiene un valor de 10 V pico a pico. La señal está desplazada negativamente a la base del transistor con un pico positivo de +0,7 V y un pico negativo de −9,3 V. La tensión de la base tiene una variación de −4,3 V, la cual podremos medir con un voltímetro de impedancia alta.

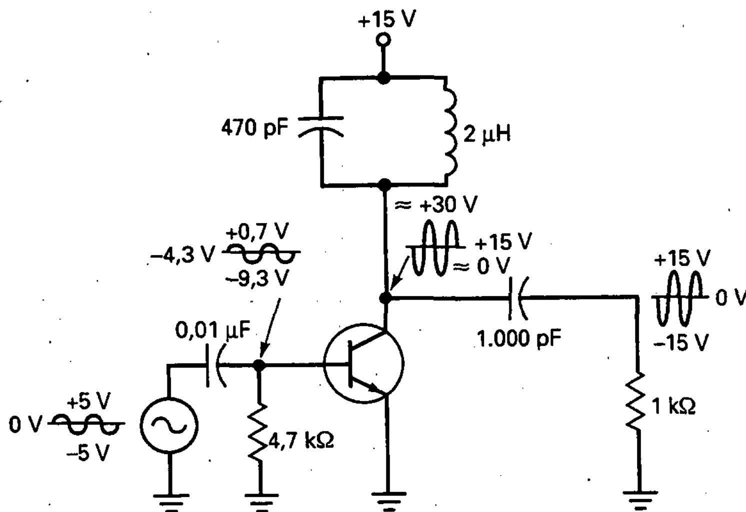


Figura 11-15. Ejemplo.

La señal de colector está invertida debido a la conexión de CE. La corriente continua o diferencia de tensión de la onda del colector es de +15 V sobre la tensión de alimentación. Por tanto, la tensión de colector pico a pico es de 30 V. Esta tensión estaba acoplada por condensador a la resistencia de carga. La tensión de salida final tiene un pico positivo de +15 V y un pico negativo de −15 V.

11-6. ECUACIONES DE LA CLASE C

Un amplificador de clase C sintonizado se usa normalmente como amplificador de banda estrecha. La señal de entrada en un circuito de clase C se amplifica obteniendo grandes potencias de salida con un rendimiento aproximado del 100 por 100.

❑ Ecuaciones universales

Algunas de las ecuaciones utilizadas para la clase A son también aplicables a la clase B y C. A continuación se ofrece una lista de ecuaciones que se pueden aplicar a todas las clases de funcionamiento:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}} \qquad \text{(ganancia de potencia)}$$

$$p_{out} = \frac{v_{out}^2}{8R_L} \qquad \text{(potencia de salida para alterna)}$$

$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L}$$ (máxima potencia de salida para alterna)

$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc}$$ (potencia de entrada para corriente continua)

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{dc}} \times 100\,\%$$ (rendimiento)

❑ Ancho de banda

Como se discutió en el curso básico, el *ancho de banda (BW)* de un circuito resonante viene definido como:

$$BW = f_2 - f_1 \tag{11-15}$$

donde f_1 = frecuencia de potencia media inferior;
f_2 = frecuencia de potencia media superior.

La frecuencia de potencia media es igual a la frecuencia en la cual la ganancia en tensión es 0,707 veces la ganancia máxima, como se muestra en la Figura 11-16. A menor *BW*, se estrechará el ancho de banda del amplificador.

Con la Ecuación (11-15) es posible conseguir esta nueva ecuación para el ancho de banda:

$$BW = \frac{f_r}{Q} \tag{11-16}$$

donde Q es el factor de calidad del circuito. La Ecuación (11-16) nos dice que el ancho de banda es inversamente proporcional a Q. A mayor valor de Q en el circuito, menor ancho de banda.

Los amplificadores de clase C casi siempre tienen un circuito donde Q es mayor que 10. Esto quiere decir que el ancho de banda es menor que 10 por 100 de la frecuencia de resonancia. Por esta razón, los amplificadores de clase C son amplificadores de banda estrecha. La salida de un amplificador de banda estrecha es una tensión sinusoidal grande en resonancia con rápidas caídas cuando no está en resonancia.

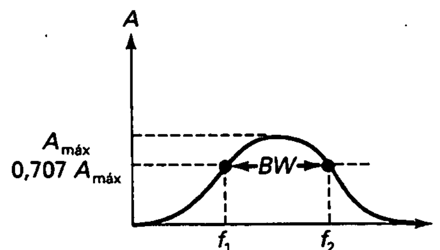


Figura 11-16. Ancho de banda.

❑ Caída de corriente para resonancia

Cuando un circuito LC está en resonancia, la impedancia de carga para alterna para la corriente de colector es máxima y puramente resistiva. Por tanto, *la corriente de colector es mínima en resonancia. Por arriba y debajo de la* resonancia, la impedancia de carga de alterna decrece y la corriente de colector aumenta.

Una forma de sintonizar un circuito LC resonante es observando las disminuciones de corriente continua suministradas al circuito, como muestra la Figura 11-17. La idea básica es medir la corriente I_{dc} de la fuente de potencia cuando el circuito está sintonizado (variando L o C). Cuando el circuito se pone en resonancia para una frecuencia de entrada, la lectura del amperímetro caerá al valor mínimo. Éste indica que el circuito está correctamente sintonizado, ya que alcanza la máxima impedancia en este punto.

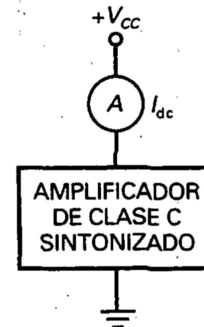


Figura 11-17. La corriente disminuye en la frecuencia de resonancia.

❑ Resistencia de colector para corriente alterna

Cualquier autoinducción tiene una resistencia en serie R_S, como se indica en la Figura 11-18*a*. El valor de Q parada autoinducción está definido como:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_S} \tag{11-17}$$

donde Q_L = factor de calidad de la bobina
X_L = reactancia inductiva
R_S = resistencia de la bobina

Recordar que éste es el valor de Q solamente para la autoinducción. El circuito completo tiene una Q menor, ya que incluye el efecto de la resistencia de carga.

Como dijimos en el curso básico, la resistencia en serie de una autoinducción puede ser sustituida por una resistencia en paralelo R_P, como se muestra en la Figura 11-18*b*. Cuando Q es mayor que 10, esta resistencia equivalente viene dada por:

$$R_p = Q_L X_L \tag{11-18}$$

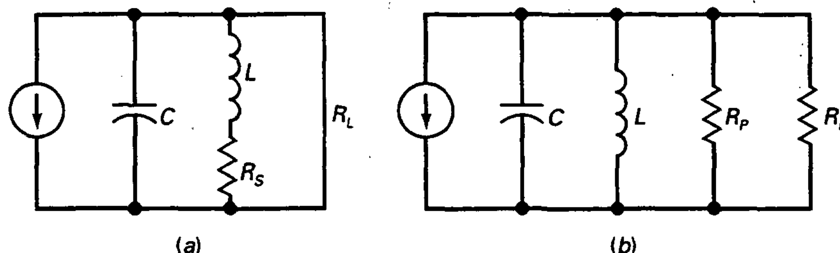


Figura 11-18. *a*) Resistencia serie equivalente para la autoinducción; *b*) resistencia paralelo equivalente para la autoinducción.

En la Figura 11-18*b*, X_L cancela a X_C en el punto de resonancia, quedando sólo R_P en paralelo con R_L. Por ello, la resistencia vista desde el colector en resonancia es:

$$r_c = R_p \| R_L \tag{11-19}$$

El valor de *Q para el circuito total* viene dado por:

$$Q = \frac{r_c}{X_L} \tag{11-20}$$

En este circuito, Q es menor que Q_L, factor de calidad de la bobina. En la práctica, en los amplificadores de clase, el valor de Q_L es típicamente 50 o mayor. Como el valor de Q total es 10 o más, el funcionamiento es de banda estrecha.

❑ Ciclo de trabajo

La breve excitación del diodo emisor en cada pico positivo produce estrechos pulsos de corriente de colector, como muestra la Figura 11-19*a*. Con pulsos como éstos, es conveniente definir el *ciclo de trabajo* como:

$$D = \frac{W}{T} \tag{11-21}$$

donde D = ciclo de trabajo
W = anchura del pulso
T = período el pulso

Por ejemplo, si un osciloscopio muestra un pulso de 0,2 μs y un período de 1,6 μs, el ciclo el trabajo es:

$$D = \frac{0{,}2\ \mu s}{1{,}6\ \mu s} = 0{,}125$$

Tan pequeño será el ciclo de trabajo como sean estrechos los pulsos comparados con el período. Un amplificador típico de clase C tiene un ciclo de trabajo pequeño. De hecho, el rendimiento de un amplificador de clase C aumenta cuando el ciclo de trabajo disminuye.

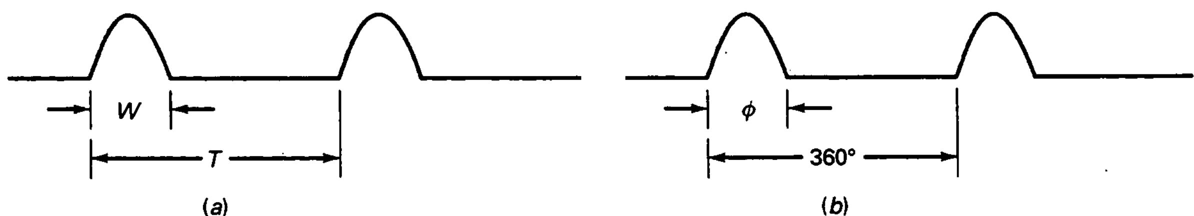


Figura 11-19. Ciclo de trabajo.

❑ Ángulo de conducción

Una forma equivalente de estudiar el ciclo de trabajo es usando el ángulo de conducción ϕ, que podemos ver en la Figura 11-19*b*:

$$D = \frac{\phi}{360°} \qquad (11\text{-}22)$$

Por ejemplo, si el ángulo de conducción es de 18°, el ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{18°}{360°} = 0{,}05$$

❑ Disipación de potencia en el transistor

La Figura 11-20*a* muestra la tensión ideal colector-emisor en un transistor amplificador de clase C. En la Figura 11-20*a*, la máxima salida viene dada por:

$$\text{MPP} = 2V_{CC} \qquad (11\text{-}23)$$

Como la tensión máxima es aproximadamente $2V_{CC}$, el transistor deberá de tener una V_{CEO} mayor que $2V_{CC}$.

La Figura 11-20*b* muestra la corriente de colector para un amplificador de clase C. Normalmente, el ángulo de conducción ϕ es muy inferior a 180°.

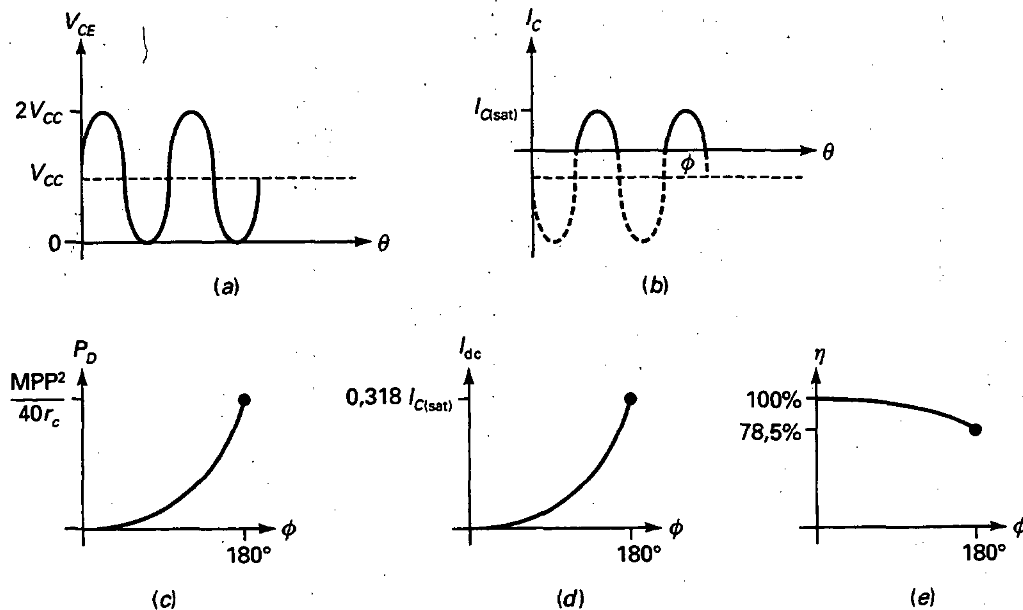


Figura 11-20. *a*) Salida máxima; *b*) ángulo de conducción; *c*) disipación de potencia en el transistor; *d*) consumo de corriente; *e*) rendimiento.

Fíjese en que la corriente de colector alcanza un valor máximo en $I_{C(sat)}$. El transistor debe de tener en sus características un pico de corriente superior a esto. La parte del ciclo dibujada con línea discontinua representa el tiempo que el transistor está en corte.

La potencia de disipación en el transistor depende del ángulo de conducción. Como se muestran la Figura 11-20*c*, la potencia de disipación se incrementa cuando el ángulo de conducción está por encima de 180°. La potencia máxima de disipación de un transistor puede ser calculada a partir de:

$$P_D = \frac{\text{MPP}^2}{40r_c} \qquad (11\text{-}24)$$

La Ecuación (11-24) representa el peor de los casos. Un transistor funcionando en clase C debe tener unas características de potencia mayores que esto o se destruirá. En condiciones normales de operación, el ángulo de conducción debe ser mucho menor que 180° y la potencia de disipación de un transistor será menor que $\text{MPP}^2/40r_c$.

❑ Rendimiento de la etapa

La corriente continua de colector depende del ángulo de conducción. Para un ángulo de conducción de 180° (una señal de media onda), la media de corriente continua en el colector es $I_{C(sat)}/\pi$. Para ángulos de conducción mayores, la corriente continua de colector es menor que esto, como muestra la Figura 11-20*d*. La corriente de colector continua es la única que afecta al consumo de corriente en un amplificador de clase C, ya que no hay resistencias de polarización.

En un amplificador de clase C, la mayor parte de la potencia de entrada en continua es transformada en potencia de carga en alterna, ya que las pérdidas en el transistor y en la bobina son pequeñas. Por esta razón, un amplificador de clase C tiene un rendimiento de etapa alto.

La Figura 11-20*e* muestra cómo el rendimiento óptimo para la etapa varía con el ángulo de conducción. Cuando el ángulo de conducción es de 180°, el rendimiento de la etapa es del 78,5 por 100, el máximo teórico para un amplificador de clase B. Cuando el ángulo de conducción disminuye, el rendimiento de la etapa aumenta. Como ya indicamos, la clase C tiene un rendimiento máximo del 100 por 100, cuando nos acercamos a ángulos de conducción muy pequeños.

EJEMPLO 11-9

Si Q_L vale 100 en la Figura 11-21, ¿cuál es el ancho de banda del amplificador?

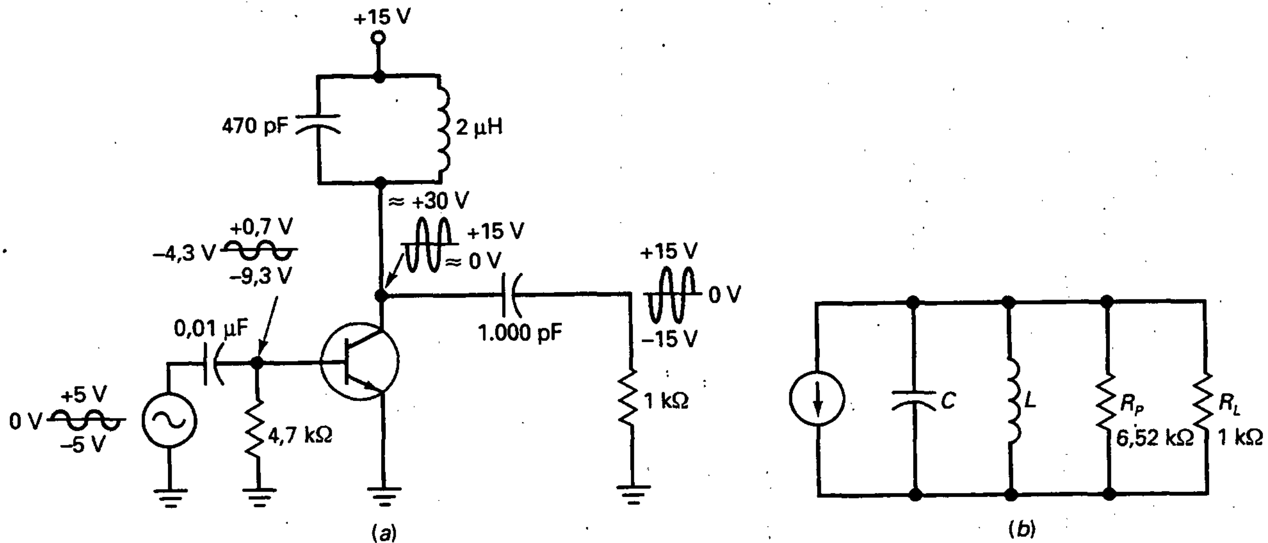


Figura 11-21. Ejemplo.

SOLUCIÓN

Para la frecuencia de resonancia (hallada en el Ejemplo 11-8):

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi(5{,}19 \text{ MHz})(2 \mu\text{H}) = 65{,}2 \ \Omega$$

Con la Ecuación (11-18), la resistencia en paralelo equivalente para la bobina es:

$$R_p = Q_L X_L = (100)(65{,}2 \ \Omega) = 867 \ \Omega$$

Esta resistencia está en paralelo con la resistencia de carga, como muestra la Figura 11-21*b*. De esta forma, la resistencia de colector es:

$$r_c = 6{,}52 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 867 \ \Omega$$

Con la Ecuación (11-20), la Q total del circuito vale:

$$Q = \frac{r_c}{X_L} = \frac{867 \ \Omega}{65{,}2 \ \Omega} = 13{,}3$$

Como la frecuencia de resonancia es de 5,19 MHz, el ancho de banda es:

$$BW = \frac{5{,}19 \text{ MHz}}{13{,}3} = 390 \text{ kHz}$$

EJEMPLO 11-10

En la Figura 11-21*a*, ¿cuál es el peor caso de disipación de potencia?

SOLUCIÓN

La salida máxima pico a pico es:

$$MPP = 2V_{CC} = 2(15\ \text{V}) = 30\ \text{V}_{pp}$$

La Ecuación (11-24) nos da el peor caso de potencia disipada en el transistor:

$$P_D = \frac{MPP^2}{40r_c} = \frac{(30\ \text{V})^2}{40(867\ \Omega)} = 26\ \text{mW}$$

11-7. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE UN TRANSISTOR

La temperatura en la unión del colector impone un límite a la disipación máxima de potencia P_D. Según sea el tipo de transistor, una temperatura de la unión en el intervalo de 150 a 200 °C destruirá al transistor. En las hojas de características esta temperatura máxima de la unión se indica como $T_{J(\text{máx})}$. Por ejemplo, la hoja de características de un 2N3904 indica una $T_{J(\text{máx})}$ de 150 °C; la hoja de características de un 2N3719 indica una $T_{J(\text{máx})}$ de 200 °C.

❑ Temperatura ambiente

El calor producido en la unión pasa a través del encapsulado (de metal o de plástico) del transistor y se irradia al aire circundante. La temperatura del aire, conocida como *temperatura ambiente*, se halla alrededor de los 25 °C, pero en los días calurosos puede ser mucho más elevada. Además, la temperatura ambiente puede ser mucho más alta dentro de un equipo electrónico.

❑ Factor de ajuste

En las hojas de características con frecuencia se indica la $P_{D(\text{máx})}$ de un transistor para una temperatura ambiente de 25 °C. Por ejemplo, el 2N1936 tiene una $P_{D(\text{máx})}$ de 4 W para una temperatura ambiente de 25 °C. Este hecho significa que un 2N1936, empleado en un amplificador de clase A, puede tener una disipación de potencia de hasta 4 W. Siempre que la temperatura ambiente sea de 25 °C o menor, el transistor se hallará dentro de la limitación de potencia indicada.

¿Qué se puede hacer si la temperatura ambiente supera los 25 °C? Se tiene que reducir la limitación de potencia. En las hojas de características

viene incluida a veces una curva de ajuste como la que se muestran la Figura 11-22. Como puede observarse, la limitación de potencia disminuye al aumentar la temperatura ambiente. Por ejemplo, a una temperatura ambiente de 100 °C, la limitación de potencia es de 2 W.

Algunas hojas de características no incluyen una curva de ajuste como la de la Figura 11-22; tan sólo indican un factor de ajuste D. Por ejemplo, el factor de ajuste para un 2N1936 es 26,7 mW/°C. Este dato significa que hay que restar 26,7 mW por cada grado que la temperatura ambiente esté por encima de los 25 °C. Expresado en símbolos:

$$\Delta P = D(T_A - 25\,°\mathrm{C}) \qquad (11\text{-}25)$$

donde:

ΔP = decremento en el límite máximo de potencia
D = factor de ajuste
T_A = temperatura ambiente

Como ejemplo, si la temperatura ambiente se elevase a 75 °C, habría que reducir la limitación de potencia en:

$$\Delta P = 26{,}7\ \mathrm{mW}(75 - 25) = 1{,}34\ \mathrm{W}$$

Como el límite de potencia es de 4 W a 25 °C, la nueva limitación de potencia sería de:

$$P_{D(máx)} = 4\ \mathrm{W} - 1{,}34\ \mathrm{W} = 2{,}66\ \mathrm{W}$$

y este hecho concuerda con la curva de ajuste de la Figura 11-22.

Ya sea que la limitación de potencia se obtenga de una curva de ajuste como la de la Figura 11-22, o bien de una fórmula como la Ecuación (11-25), el hecho importante que debe considerarse es que la limitación de potencia disminuirá al elevarse la temperatura ambiente. El hecho de que un circuito funcione bien a 25° no es garantía de lo que hará también en

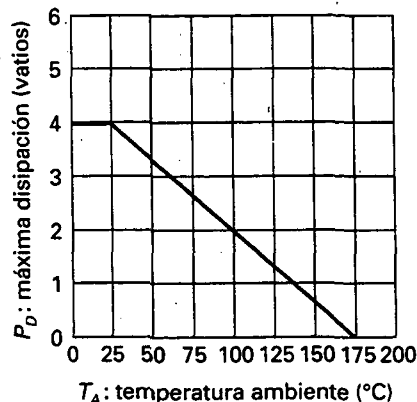


Figura 11-22. Característica de potencia frente a temperatura ambiente.

un amplio intervalo de temperatura. Por tanto, al diseñar un circuito es necesario tener en cuenta el intervalo de temperatura de funcionamiento ajustando todos los transistores para la máxima temperatura ambiente esperada.

❑ Disipadores de calor

Una forma de aumentar la potencia máxima disipada por un transistor consiste en deshacerse con mayor rapidez del calor. Para tal fin se usan los disipadores de calor. Si se aumenta el área superficial del encapsulado del transistor, se permite que el calor escape más fácilmente hacia el aire circundante. Observe la Figura 11-23*a*. Cuando este tipo de disipador de calor se ajusta al encapsulado del transistor, el calor se irradia más rápidamente debido al incremento del área proporcionada por las aletas.

En la Figura 11-23*b* se muestra un transistor de potencia con encapsulado metálico. El encapsulado metálico proporciona un camino de salida del transistor para el calor. Este encapsulado metálico se puede sujetar al chasis del equipo electrónico. Como el chasis es un disipador masivo de calor, el calor puede escapar fácilmente del transistor hacia el chasis.

Los transistores de potencia elevada, como el de la Figura 11-23*c*, tienen el colector conectado directamente a la cápsula para permitir que el calor escape tan fácilmente como le sea posible. El encapsulado del transistor se conecta al chasis. Para evitar que el colector se ponga en cortocircuito con la masa del chasis, se sitúa una delgada lámina de mica entre el encapsulado del transistor y el chasis. Lo importante en este caso es que el calor puede escapar más rápidamente del transistor; así, el transistor puede tener una mayor disipación de potencia para la misma temperatura ambiente.

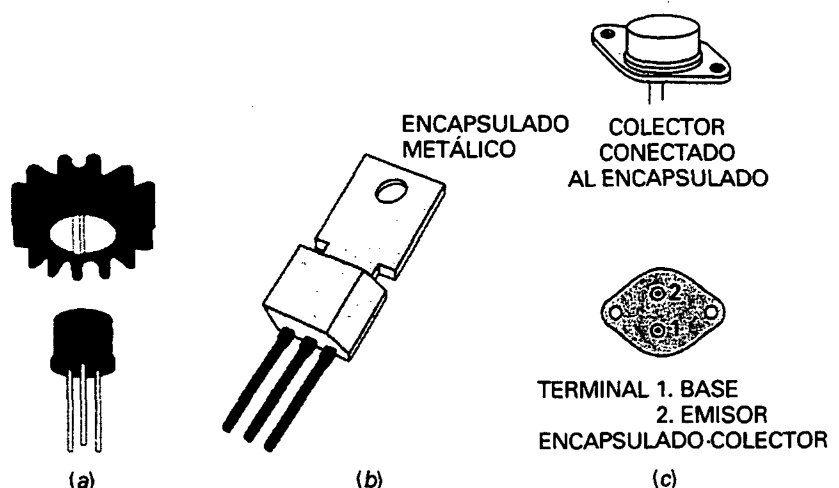


Figura 11-23. *a*) Disipador de calor ajustable; *b*) transistor de potencia con encapsulado metálico; *c*) transistor de potencia con el colector conectado al encapsulado.

❑ Temperatura del encapsulado

Cuando el calor sale de un transistor, pasa a través del encapsulado del transistor hacia el disipador de calor, y después éste irradia el calor hacia el aire circundante. La temperatura del encapsulado del transistor, T_C, será ligeramente superior a la temperatura del disipador de calor, T_S, que, a su vez, será ligeramente mayor que la temperatura ambiente, T_A.

En las hojas de características para los transistores de gran potencia, se incluyen curvas de ajuste para la temperatura del encapsulado en vez de para la temperatura ambiente. Por ejemplo, en la Figura 11-24 se muestra la curva de ajuste para un 2N5877. La potencia máxima es de 150 W a una temperatura del encapsulado de 25 °C; luego decrece linealmente con la temperatura hasta llegar a cero para una temperatura del encapsulado de 200 °C.

A veces, lo que se tiene es un factor de ajuste en vez de una curva de ajuste. En tal caso, se puede aplicar la ecuación siguiente para calcular la reducción en la limitación de potencia:

$$\Delta P = D(T_C - 25\,°\mathrm{C}) \qquad (11\text{-}26)$$

donde:

ΔP = decremento en el límite máximo de potencia
D = factor de ajuste
T_C = temperatura del encapsulado

Para utilizar la curva de ajuste de un transistor de potencia elevada, es necesario saber cuál será la temperatura del encapsulado en el peor de los casos. Después, se pueden hacer los ajustes para obtener la potencia máxima.

EJEMPLO 11-1

El circuito de la Figura 11-25 debe funcionar en un intervalo de temperatura ambiente de 0 a 50 °C. ¿Cuál es la máxima potencia que puede disipar el transistor en las peores condiciones de temperatura?

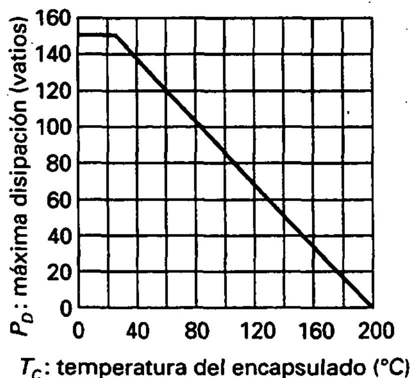


Figura 11-24. Característica de potencia frente a la temperatura del encapsulado.

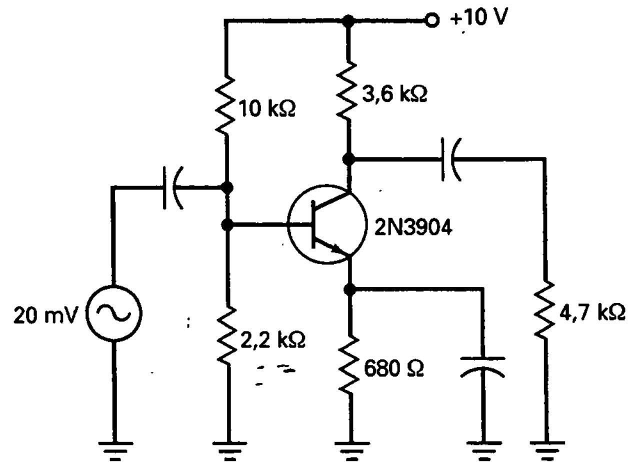


Figura 11-25. Ejemplo.

SOLUCIÓN

La temperatura del peor de los casos es la más elevada. Hay que realizar un ajuste de la potencia máxima proporcionada en la hoja de características. Si se busca en la hoja de características del 2N3904, en el Apéndice, se verá que la potencia máxima es:

$$P_D = 625 \text{ mW a } 25\ ^\circ\text{C ambiente}$$

y que el factor de ajuste es:

$$D = 5 \text{ mW}/^\circ\text{C}$$

Con la Ecuación (11-25) se puede calcular:

$$\Delta P = (5 \text{ mW})(50 - 25) = 125 \text{ mW}$$

Por tanto, la potencia máxima a 50 °C es:

$$P_{D(\text{máx})} = 625 \text{ mW} - 125 \text{ mW} = 500 \text{ mW}$$

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 11-1. Clasificación de amplificadores

Las clases de funcionamiento son A, B y C. Los tipos de acoplamiento son por condensador, por transformador y directo. La clasificación por frecuencia distingue de audio, radio frecuencia, banda estrecha y banda ancha. En los de audio distinguimos los preamplificadores y los amplificadores de potencia.

Sección 11-2. Dos rectas de carga

Todo amplificador tiene una recta de carga para corriente continua y otra para corriente alterna. Para conseguir la salida máxima pico a pico, el punto Q deberá estar en el centro de la recta de carga para corriente alterna.

Sección 11-3. Funcionamiento en clase A

La ganancia en potencia es igual la potencia de salida para alterna dividido entre la potencia de entrada para alterna. Las características técnicas de potencia para el transistor deben ser mayores que la disipación de potencia sin señal de entrada. El rendimiento de una etapa amplificación es igual a la potencia de salida en alterna dividido entre la potencia de entrada para continua, en tanto por ciento. El rendimiento máximo para la clase A con resistencia de colector y de carga es del 25 por 100. Si la resistencia de carga es la resistencia de colector, el rendimiento máximo aumenta hasta el 50 por 100.

Sección 11-4. Funcionamiento en clase B

La mayoría de los amplificadores en clase B usan conexiones en contrafase de dos transistores. Mientras un transistor conduce, el otro permanece en corte, y viceversa. Cada transistor amplifica medio ciclo de señal. El rendimiento máximo de la clase B es 78,5 por 100.

Sección 11-5. Funcionamiento en clase C

La mayoría de los amplificadores de clase C son amplificadores de radiofrecuencia sintonizados. La señal de entrada está negativamente desplazada, lo que provoca estrechos pulsos de corriente de colector. El circuito resonante está sintonizado a la frecuencia fundamental, por lo que todos los armónicos superiores son filtrados.

Sección 11-6. Ecuaciones de la clase C

El ancho de banda en los amplificadores de clase C es inversamente proporcional al valor de Q para el circuito. La resistencia de colector está formada por la resistencia equivalente del paralelo de la autoinducción y la resistencia de carga.

Sección 11-7. Características técnicas de un transistor

El rango de potencia de un transistor disminuye cuando la temperatura aumenta. Las hojas de características de un transistor mostrarán un factor de ajuste o una gráfica de disipación de potencia frente temperatura. Los disipadores de calor pueden eliminar el calor más rápidamente, con lo que conseguimos una mayor disipación de potencia.

DEFINICIONES

(11-7) Ganancia de potencia:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}}$$

(11-13) Rendimiento:

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{dc}} \times 100\,\%$$

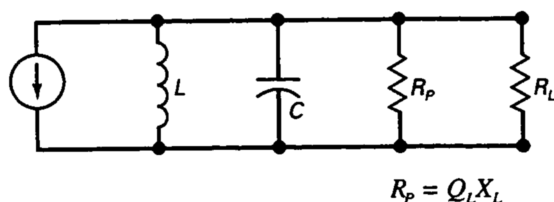
(11-15) Ancho de banda:

$$BW = f_2 - f_1$$

(11-17) Q para la autoinducción:

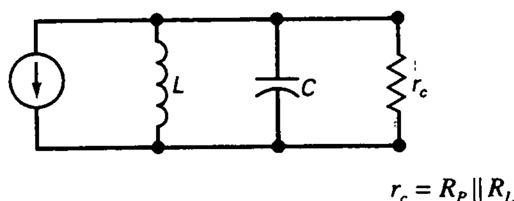
$$Q_L = \frac{X_L}{R_S}$$

(11-18) Resistencia en paralelo equivalente:



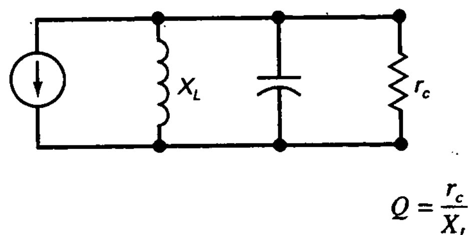
$$R_P = Q_L X_L$$

(11-19) Resistencia de colector para corriente alterna:



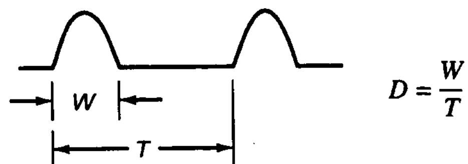
$$r_c = R_P \| R_L$$

(11-20) Q del amplificador:



$$Q = \frac{r_c}{X_L}$$

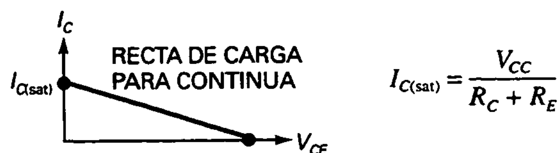
(11-21) Ciclo de trabajo:



$$D = \frac{W}{T}$$

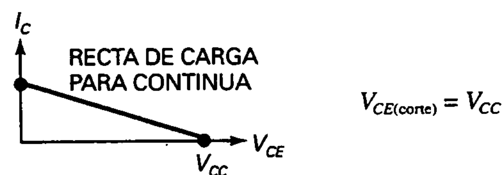
DERIVACIONES

(11-1) Corriente de saturación:



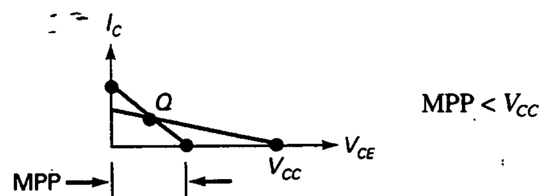
$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

(11-2) Tensión de corte:



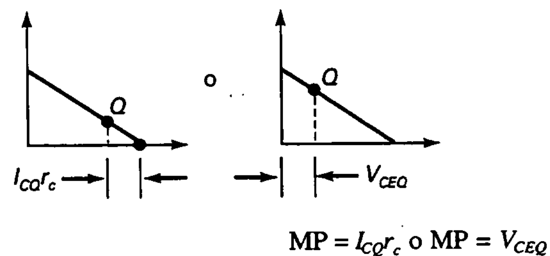
$$V_{CE(corte)} = V_{CC}$$

(11-3) Límite de salida:



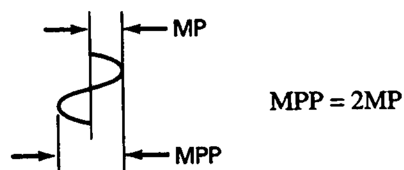
MPP < V_{CC}

(11-4) Pico máximo:



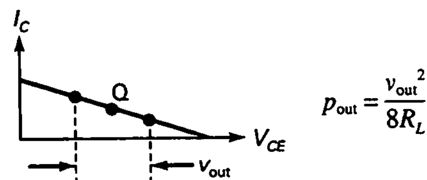
MP = $I_{CQ}r_c$ o MP = V_{CEQ}

(11-5) Máxima salida pico a pico:



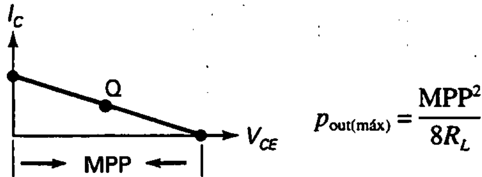
MPP = 2MP

(11-9) Potencia de salida:



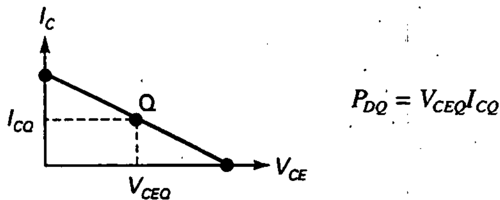
$$p_{out} = \frac{v_{out}^2}{8R_L}$$

(11-10) Salida máxima:



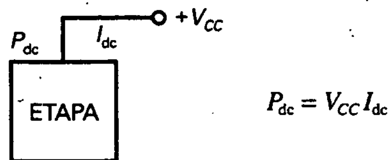
$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L}$$

(11-11) Potencia del transistor:



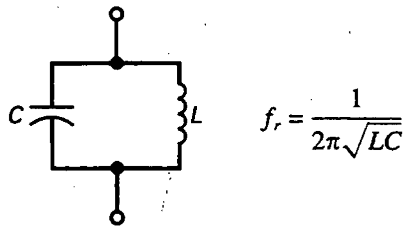
$$P_{DQ} = V_{CEQ}I_{CQ}$$

(11-12) Potencia de entrada de corriente continua:



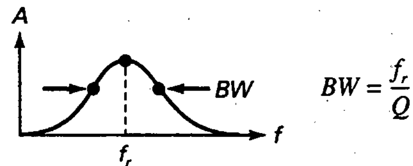
$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc}$$

(11-14) Frecuencia de resonancia:



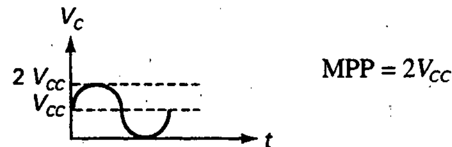
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(11-16) Ancho de banda:



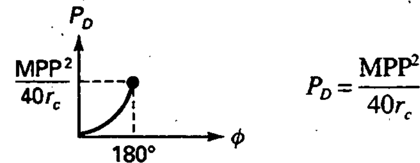
$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

(11-23) Salida máxima:



$$MPP = 2V_{CC}$$

(11-24) Disipación de potencia:



$$P_D = \frac{MPP^2}{40r_c}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Para el funcionamiento en clase B, la corriente de colector circula por
a) Todo el ciclo
b) Medio ciclo
c) Menos de medio ciclo
d) Menos de un cuarto de ciclo

2. El acoplamiento por transformador es un ejemplo de
a) Acoplamiento directo
b) Acoplamiento para corriente alterna

c) Acoplamiento para corriente continua
d) Acoplamiento por impedancia

3. Un amplificador de audio funciona a un rango de frecuencias de
a) 0 a 20 Hz
b) 20 Hz a 20 kHz
c) 20 a 200 kHz
d) Por encima de 20 kHz

4. Un amplificador radiofrecuencia sincronizado es
a) De banda estrecha
b) De banda ancha
c) Acoplado directamente
d) Un amplificador de continua

5. La primera etapa de un preamplificador es
a) Una etapa de radiofrecuencia sintonizada
b) Una señal grande
c) Una señal pequeña
d) Un amplificador de continuo

6. Para conseguir una tensión máxima de salida pico a pico, el valor del punto Q deberá estar
a) Cerca de la saturación
b) Cerca del corte
c) En el centro de la recta de carga para corriente continua
d) En el centro de la recta de carga para corriente alterna

7. Un amplificador tiene dos rectas de carga, ya que
a) Tiene resistencias de colector para corriente continua y alterna
b) Tiene dos circuitos equivalentes
c) La corriente continua se comporta de una forma y la corriente alterna de otra
d) Todos los anteriores

8. Cuando el punto Q está en el centro de la recta de carga para alterna, la tensión de salida máxima pico a pico es igual a
a) V_{CEQ}
b) $2V_{CEQ}$
c) I_{CQ}
d) $2I_{CQ}$

9. Un circuito en contrafase es casi siempre usado con
a) La clase A
b) La clase B
c) La clase C
d) Todas las anteriores

10. Una de las ventajas de los amplificadores en contrafase de la clase B es que
a) No hay consumo de corriente sin señal
b) El rendimiento máximo es del 78,5 por 100
c) Tiene un mayor rendimiento que la clase A
d) Todas las anteriores

11. Los amplificadores de clase C son casi siempre
a) Acoplamientos por transformador entre dos etapas
b) Funcionan en frecuencias de audio
c) Amplificadores de radiofrecuencia sintonizados
d) De banda ancha

12. La señal de entrada de un amplificador de clase C
a) Está negativamente desplazada en la base
b) Está amplificada e invertida
c) Produce pulsos cortos de corriente de colector
d) Todo lo anterior

13. La corriente de colector de un amplificador de clase C
a) Es una versión amplificada de la tensión de entrada
b) Tiene armónicos
c) Está negativamente desplazada
d) Circula durante medio ciclo

14. El ancho de banda de un amplificador de clase C disminuye cuando
a) La frecuencia de resonancia aumenta
b) Q aumenta
c) X_L disminuye
d) La resistencia de carga disminuye

15. La disipación en el transistor de un amplificador de clase C disminuye cuando
a) La frecuencia de resonancia aumenta
b) El valor de Q para la bobina aumenta
c) La resistencia de carga disminuye
d) Aumenta la capacitancia

16. Las características de potencia de un transistor se pueden aumentar
a) Aumentando la temperatura
b) Con un disipado de calor
c) Usando la curva de ajuste
d) Funcionando sin señal de entrada

17. La recta de carga para corriente alterna es la misma que la recta de carga para corriente continua cuando la resistencia de colector para alterna es igual a
a) La resistencia de emisor para corriente continua
b) La resistencia de emisor para corriente alterna
c) La resistencia de colector para corriente continua
d) La tensión de alimentación dividido entre la corriente de colector

18. Si R_C = 3,6 kΩ y R_L = 10 kΩ, la resistencia de carga para alterna es igual a
a) 10 kΩ
b) 2,65 kΩ
c) 1 kΩ
d) 3,6 kΩ

19. La corriente de colector sin señal es la misma que
a) La corriente de colector continua
b) La corriente de colector alterna
c) La corriente total del colector
d) La corriente del divisor de tensión

20. La recta de carga para corriente alterna normalmente
a) Es igual a la recta de carga para corriente continua

b) Tiene menos pendiente que la recta de carga para corriente continua
c) Está más inclinada que la recta de carga para corriente continua
d) Es horizontal

21. Para un punto Q cerca del centro de la recta de carga para corriente continua, es más probable que el recorte ocurra en
a) Los picos positivos de la tensión de entrada
b) Los picos negativos de la tensión de salida
c) Los picos positivos de la tensión de salida
d) Los picos negativos de la tensión de emisor

22. En un amplificador de clase A, la corriente del colector circula a
a) Menos de medio ciclo
b) Medio ciclo
c) Menos de todo el ciclo
d) El ciclo completo

23. Con la clase A, la señal de salida debería ser
a) Sin recortar
b) Recortada en los picos de tensión positivos
c) Recortada en los picos de tensión negativos
d) Recortada en los picos de corriente negativos

24. El punto de funcionamiento instantáneo oscila a lo largo de
a) La recta de carga para corriente alterna
b) La recta de carga para corriente continua
c) Por ambas rectas
d) Por ninguna de las rectas de carrera

25. El consumo de corriente de un amplificador es el
a) Total de la corriente alterna del generador
b) Total de la corriente continua de la fuente
c) La ganancia de corriente de la base al colector
d) La ganancia de corriente del colector a la base

26. La ganancia de potencia de un amplificador
a) Es la misma que la ganancia de tensión
b) Es más pequeña que la ganancia de tensión
c) Es igual a la potencia de salida dividida entre la potencia de entrada
d) Es igual a la potencia de carga

27. Los disipadores de calor disminuyen
a) La potencia del transistor
b) La temperatura ambiente
c) La temperatura de la unión
d) La corriente de colector

28. Cuando la temperatura ambiente aumenta, la característica de potencia máxima del transistor
a) Disminuye
b) Aumenta
c) Se mantiene igual
d) Ninguna de las anteriores

29. Si la potencia de carga es de 3 mW y la potencia de continua es de 150 mW, rendimiento es
a) 0
b) 2 por 100
c) 3 por 100
d) 20 por 100

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Hable acerca de las tres clases de funcionamiento de los amplificadores. Ilustre la explicación dibujando la onda de corriente del colector.
2. Dibuje en un breve esquema los tres tipos de acoplamiento usados entre etapas amplificadoras.
3. Dibuje un amplificador PDT. Después, dibuje sus rectas de cargas para corriente continua y alterna. Suponiendo que el punto Q está en el centro de la recta de carga para corriente alterna, ¿cuál es la corriente de saturación alterna? ¿La tensión de corte para alterna? ¿La salida máxima pico a pico?
4. Dibuje un circuito de amplificador en dos etapas y explique cómo calcula el consumo total de corriente de la fuente.
5. Dibuje un amplificador sintonizado de clase C. Diga cómo calcula la frecuencia de resonancia y qué ocurre con la señal alterna en la base. Explique cómo es posible que los pulsos cortos en el colector produzcan una onda seno de tensión en el circuito resonante.
6. ¿Cuál es la aplicación más común de los amplificadores de clase C? ¿Podrían estos amplificadores usarse para aplicaciones de audio? Si no es así, ¿por qué no?
7. Explique la razón de los disipadores de calor. ¿Por qué ponemos una lámina de mica entre el transistor y el disipador de calor?
8. ¿Qué entendemos por ciclo de trabajo? ¿Cómo está relacionado con la potencia de alimentación suministrada por la fuente?
9. Defina Q.
10. ¿Cuál de las clases de funcionamiento de los amplificadores tiene un mayor rendimiento? ¿Por qué?
11. Usted tiene que cambiar un transistor y un disipador de calor. En la caja el disipador de calor contiene un paquete con una sustancia blanca. ¿Qué es?
12. Comparando un amplificador de clase A y uno de clase C, ¿cuál tiene la mayor fidelidad? ¿Por qué?
13. ¿Qué tipo de amplificador se usa cuando sólo queremos amplificar un pequeño rango de frecuencias?
14. ¿Con qué otros tipos de amplificadores está usted familiarizado?

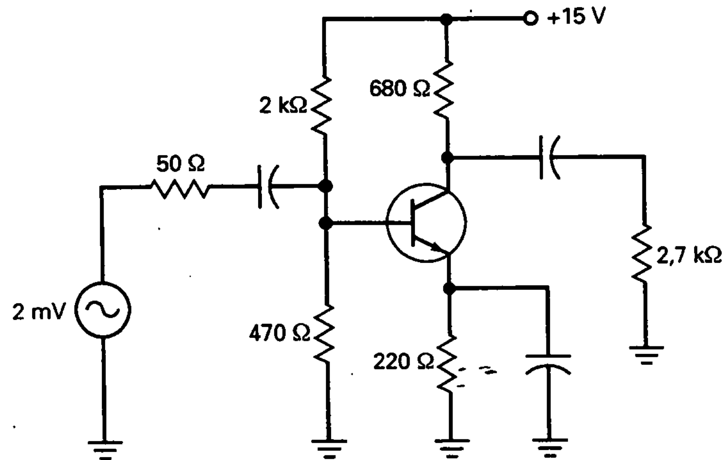


Figura 11-26

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 11-2. Dos rectas de carga

11-1. ¿Cuál es la resistencia de colector de continua en la Figura 11-26? ¿Cuánto vale la corriente de saturación para continua?

11-2. ¿Cuál es la resistencia de colector alterna en la Figura 11-26? Si el punto Q está aproximadamente en el medio de la recta de carga para alterna, ¿cuál es la corriente de saturación para alterna?

11-3. ¿Cuál es la salida máxima pico a pico en la Figura 11-26?

11-4. Todas las resistencias se doblan en la Figura 11-26. ¿Cuál es la resistencia de colector para alterna?

11-5. Todas las resistencias se triplican en la Figura 11-26. ¿Cuál es la salida máxima pico a pico?

11-6. ¿Cuál es la resistencia de colector de continua en la Figura 11-27? ¿Cuál es la corriente de saturación para continua?

11-7. ¿Cuál es la resistencia de colector alterna en la Figura 11-27? Si el punto Q está aproximadamente en el medio de la recta de carga para alterna, ¿cuál es la corriente de saturación para alterna?

11-8. ¿Cuál es la salida máxima pico a pico en la Figura 11-27?

11-9. Todas las resistencias se doblan en la Figura 11-27. ¿Qué valor tiene la resistencia de colector para alterna?

11-10. Todas las resistencias se triplican en la Figura 11-27. ¿Cuál es la salida máxima pico a pico?

Sección 11-3. Funcionamiento en clase A

11-11. Un amplificador tiene una potencia de entrada de 4 mW y una potencia de salida de 2 W. ¿Cuál es la ganancia de potencia?

11-12. Si un amplificador tiene una tensión de salida pico a pico de 15 V en la resistencia de carga de 1 kΩ, ¿cuál es la ganancia de potencia si la potencia de entrada es de 400 μW?

11-13. ¿Cuál es el consumo de corriente en la Figura 11-26?

11-14. ¿Cuál es la potencia de alimentación de continua del amplificador de la Figura 11-26?

11-15. La señal de entrada de la Figura 11-26 aumenta hasta una tensión de salida máxima

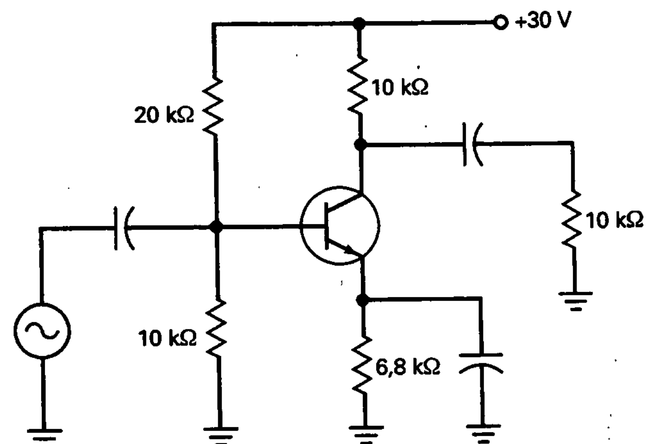


Figura 11-27

pico a pico sobre la resistencia de carga. ¿Cuál es el rendimiento?

11-16. ¿Cuál es la disipación de potencia sin señal en la Figura 11-26?

11-17. ¿Cuál es el consumo de corriente en la Figura 11-27?

11-18. ¿Cuál es la potencia de alimentación de continua del amplificador de la Figura 11-27?

11-19. La señal de entrada de la Figura 11-27 aumenta hasta una tensión de salida máxima pico a pico sobre la resistencia de carga. ¿Cuál es el rendimiento?

11-20. ¿Cuál es la disipación de potencia sin señal en la Figura 11-27?

11-21. Si V_{BE} = 0,7 V en la Figura 11-28, ¿cuál es la corriente continua en el emisor?

11-22. El altavoz de la Figura 11-28 es equivalente a una resistencia de carga de 3,2 Ω. Si la tensión a través del altavoz es de 5 V pp, ¿cuál es la potencia de salida? ¿Cuál es el rendimiento?

Sección 11-5. Funcionamiento en clase C

11-23. Si la tensión de entrada vale 5 V rms en la Figura 11-29, ¿cuál es la tensión de entrada pico a pico? Si medimos la tensión de corriente continua entre la base y tierra, ¿qué marcará el voltímetro?

11-24. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia en la Figura 11-29?

11-25. Si doblamos la autoinducción en la Figura 11-29, ¿cuál es la frecuencia de resonancia?

11-26. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia en la Figura 11-29 si cambiamos la capacidad del condensador a 100 pF?

Sección 11-6. Ecuaciones de la clase C

11-27. Si el amplificador de clase C de la Figura 11-29 tiene una potencia de salida de 11 mW y una potencia de entrada de 50 μW, ¿cuál es la ganancia de potencia?

11-28. ¿Cuál es la potencia de salida en la Figura 11-29 si la tensión de salida es de 50 V pp?

11-29. ¿Cuál es la máxima potencia de salida de alterna en la Figura 11-29?

11-30. Si el consumo de corriente en la Figura 11-29 es de 0,5 mA, ¿cuál es la potencia de entrada de continua?

11-31. ¿Cuál es el rendimiento de la Figura 11-29 si el consumo de corriente es de 0,4 mA y la tensión de salida es de 30 V pp?

11-32. Si el valor de Q para la autoinducción es de 125 en la Figura 11-29, ¿cuál es el ancho de banda del amplificador?

11-33. ¿Cuál es el peor caso de disipación de potencia en el transistor de la Figura 11-29?

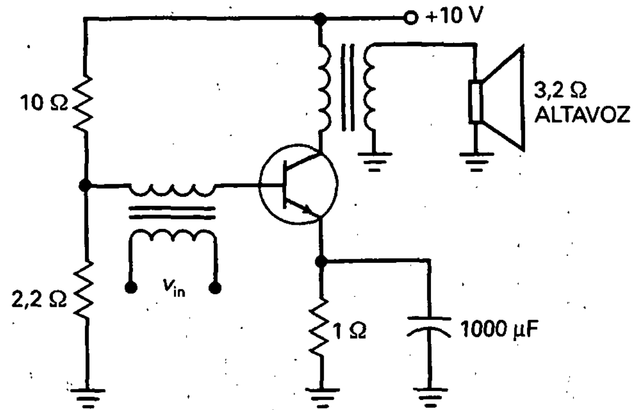


Figura 11-28

Sección 11-7. Características técnicas de un transistor

11-34. El transistor de la Figura 11-26 es un 2N3904. Si el circuito tiene que funcionar en una temperatura ambiente de 0 a 100°, ¿cuál es la característica de potencia máxima del transistor en el peor de los casos?

11-35. Un transistor tiene una curva de ajuste como la de la Figura 11-22. ¿Cuál es la característica de potencia máxima para una temperatura ambiente de 100 °C?

11-36. Las hojas de características de un 2N3055 indican una potencia de 115 W para una temperatura del encapsulado de 25 °C. Si el factor de ajuste es de 0,657 W/°C, ¿cuál es $P_{D(máx)}$ cuando la temperatura del encapsulado es de 90 °C?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

11-37. La salida de un amplificador es una onda cuadrada incluso si la señal de entrada es de tipo seno. ¿Cuál es la explicación?

11-38. Un transistor de potencia como el de la Figura 11-23*c* se usa en un amplificador. Alguien le dice que como la carcasa está conectada a tierra, puede tocarla sin problema. ¿Qué opina de esto?

11-39. Usted está en una librería y lee en un libro de electrónica: «Algunos amplificadores de potencia pueden tener un rendimiento del 125 por 100». ¿Compraría este libro? Explique su respuesta.

11-40. Normalmente, la recta de carga para corriente alterna es más vertical que la de corriente continua. Un par de compañeros dicen que están dispuestos a apostar que pueden dibujar un circuito cuya recta de carga para alterna es

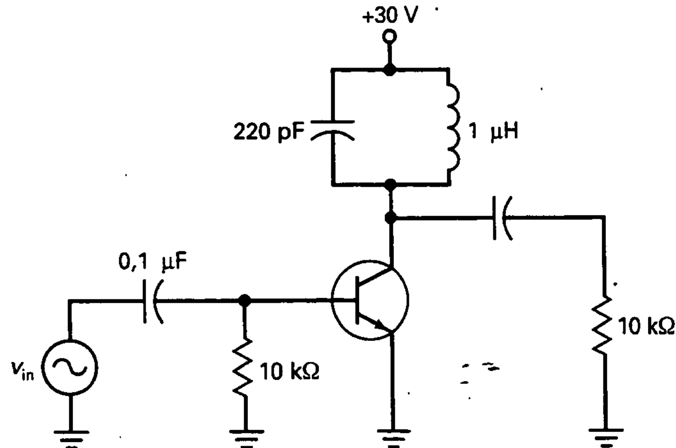


Figura 11-29

menos vertical que la de continua. ¿Aceptaría la apuesta? Razónèlo.

11-41. Dibuje las rectas de carga para la Figura 11-26.

11-42. Dibuje las rectas de carga para cada una de las etapas de la Figura 11-30.

11-43. ¿Cuál es el consumo total de corriente en la fuente de potencia de la Figura 11-30? ¿Y la potencia total de continua de entrada?

11-44. En la Figura 11-30, ¿está el punto Q de la primera etapa en el centro de la recta de carga de alterna?

11-45. En la Figura 11-30, ¿está el punto Q de la segunda etapa en el centro de la recta de carga de alterna?

11-46. ¿Cuál es la salida máxima pico a pico para cada etapa de la Figura 11-30.

ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

En la Figura 11-31, P_L es la potencia de salida en la resistencia de carga, y P_S la potencia de entrada de la fuente.

11-47. Predecir la respuesta de las variables dependientes para un ligero aumento de V_{CC}.

11-48. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_1.

11-49. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_2.

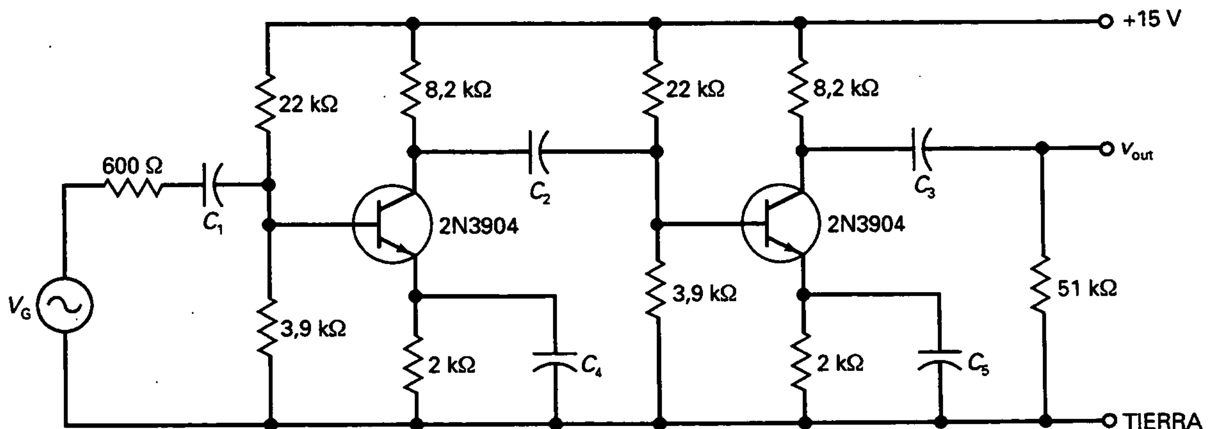
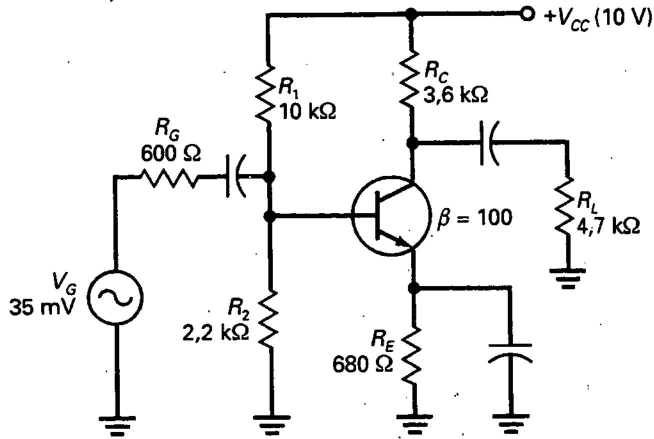


Figura 11-30



	1	2	3	4	5	6
A	A	N	A	N	D	N
B	D	D	D	A	N	A
C	N	A	N	D	D	N
D	D	A	D	N	A	D
E	A	D	D	N	D	N
F	D	A	A	A	N	A

RESPUESTAS

V_{CC}	R_1	R_2
P_L : D2	P_L : E3	P_L : A1
P_D : F4	P_D : A3	P_D : D3
P_S : B6	P_S : C4	P_S : B6
MPP : E5	MPP : D6	MPP : D1
n : A2	n : B1	n : A3

R_E	R_C	V_G
P_L : F1	P_L : A1	P_L : A3
P_D : D2	P_D : D3	P_D : C1
P_S : F3	P_S : C1	P_S : F5
MPP : C5	MPP : A5	MPP : A6
n : B2	n : E1	n : C2

R_G	R_L	β
P_L : B1	P_L : C5	P_L : F3
P_D : E4	P_D : D4	P_D : E4
P_S : A2	P_S : C6	P_S : C1
MPP : D4	MPP : E1	MPP : A6
n : A5	n : A5	n : D2

Figura 11-31

11-50. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_E.

11-51. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_C.

11-52. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de V_G.

11-53. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_G.

11-54. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de R_L

11-55. Repetir el problema 11-47 para un ligero aumento de β.

CAPÍTULO 12

Seguidores de emisor

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Dibujar un esquema de un amplificador en colector común y describir sus ventajas.
- ➤ Describir cómo calcular la máxima salida pico a pico para un seguidor de emisor.
- ➤ Establecer las ventajas de un transistor Darlington.
- ➤ Dibujar un esquema de un amplificador en clase B en contrafase y explicar su funcionamiento.
- ➤ Dibujar un esquema de un seguidor zener y explicar cómo incrementa la corriente por la carga de un regulador zener.

VOCABULARIO

- amplificador en colector común (CC)
- conexión Darlington
- Darlington complementario
- diodo compensador
- distorsión en el cruce por cero
- escape térmico
- etapa excitadora
- funcionamiento en clase AB
- funcionamiento en clase B
- par Darlington
- seguidor de emisor
- seguidor zener
- transistor Darlington

Cuando la resistencia de carga es pequeña comparada con la resistencia de colector, la ganancia de tensión de una etapa EC se hace pequeña porque la etapa está *sobrecargada*. Una forma de prevenir la sobrecarga consiste en usar un *seguidor de emisor*. Este tipo de amplificador tiene una gran impedancia de entrada y puede excitar resistencias de carga pequeñas. Los seguidores de emisor se usan mucho en amplificadores en clase B en contrafase y reguladores de tensión. En general, siempre que sea necesario acoplar una señal de tensión a una impedancia baja, el seguidor de emisor puede ser la solución.

12-1. AMPLIFICADOR EN COLECTOR COMÚN

El seguidor de emisor también se denomina *amplificador en colector común (CC)*. La señal de entrada se acopla a la base y la señal de salida se toma del emisor.

❑ Idea básica

En la Figura 12-1*a* se muestra un seguidor de emisor. Como el colector es masa para señal, el circuito es un amplificador CC. La señal del generador se acopla a la base. Esto produce una corriente alterna de emisor y una tensión alterna en la resistencia de emisor. Esta tensión alterna se acopla entonces a la resistencia de carga.

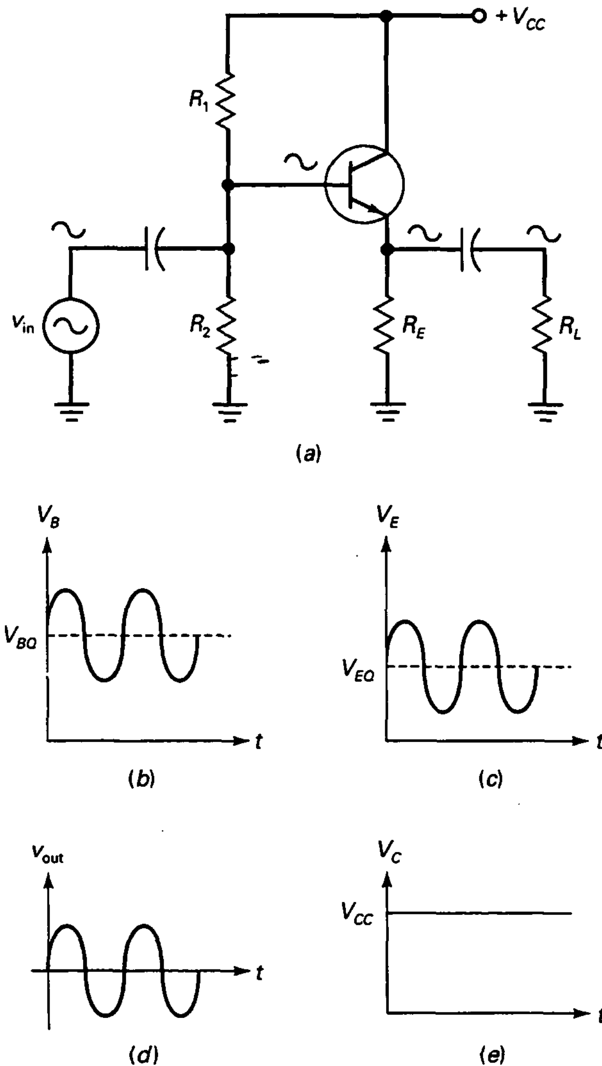


Figura 12-1. Seguidor de emisor y formas de onda.

La Figura 12-1*b* muestra la tensión total entre la base y masa. Tiene una componente alterna y una componente continua. Como se puede observar, la tensión alterna de entrada se monta sobre la tensión de trabajo de base V_{BQ}. Similarmente, la Figura 12-1*c* muestra la tensión total entre el emisor y masa. Esta vez la tensión alterna de entrada está centrada en una tensión de trabajo del emisor V_{EQ}.

La tensión alterna de emisor se acopla a la resistencia de carga. Esta tensión de salida se muestra en la Figura 12-1*d*, una tensión alterna pura. Esta tensión de salida está en fase y es aproximadamente igual a la tensión de entrada. La razón por la que este circuito se denomina *seguidor de emisor* es porque la tensión de salida sigue a la de entrada.

Como no hay resistencia de colector, la tensión total entre el colector y masa es igual a la tensión de la fuente de alimentación. Si se mira la tensión

de colector con un osciloscopio, se verá una tensión constante como la de la Figura 12-1*e*. No hay tensión alterna en el colector porque es una masa para señal.

❑ Realimentación negativa

Como en el amplificador con el emisor sin desacoplar, en el seguidor de emisor se emplea realimentación negativa. Pero en el seguidor de emisor, la resistencia de realimentación es igual a toda la resistencia de emisor. Debido a ello, la ganancia de tensión es ultraestable, la distorsión casi no existe y la impedancia de entrada de la base es muy alta. La contrapartida es la ganancia de tensión, que tiene un valor máximo de 1.

❑ Resistencia de emisor para señal

En la Figura 12-1*a*, la señal que sale del emisor ve una resistencia R_E en paralelo con R_L. Definamos la resistencia de emisor para señal como:

$$r_e = R_E \parallel R_L \tag{12-1}$$

Ésta es la resistencia externa de emisor para señal, que es distinta a la resistencia interna para señal r_e'.

❑ Ganancia de tensión

La Figura 12-2*a* muestra el circuito equivalente para señal con el modelo T. Usando la ley de Ohm, podemos escribir estas dos ecuaciones:

$$v_{out} = i_e r_e$$

$$v_{in} = i_e(r_e + r_e')$$

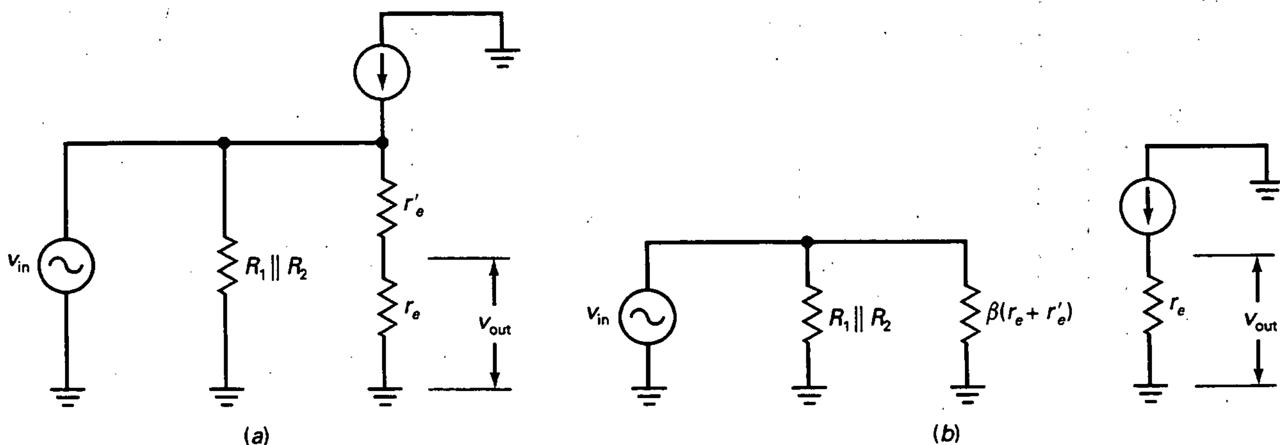


Figura 12-2. Circuitos equivalentes para señal del seguidor de emisor.

Dividiendo la primera ecuación por la segunda, se obtiene la ganancia de tensión del seguidor de emisor:

$$A = \frac{r_e}{r_e + r'_e} \tag{12-2}$$

Normalmente un diseñador hace r_e mucho mayor que r'_e, de tal forma que la ganancia de tensión sea igual a 1 (aproximadamente). Éste es el valor que se usa para todos los análisis preliminares y para detectar averías.

¿Por qué se llama *amplificador* al seguidor de emisor si su ganancia de tensión es sólo 1? Porque tiene una ganancia de corriente de β. Como se mencionó en el capítulo anterior, las etapas cerca del final de un sistema necesitan producir más corriente porque normalmente la carga final tiene una impedancia pequeña. El seguidor de emisor puede producir las grandes corrientes de salida que se necesitan para impedancias de carga pequeñas. En resumen, aunque no es un amplificador de tensión, el seguidor de emisor es un amplificador de corriente o de potencia.

❑ Impedancia de entrada de la base

La Figura 12-2*b* muestra el circuito equivalente para señal con el modelo π de un transistor. Por lo que concierne a la impedancia de entrada de la base, el funcionamiento es igual al de un amplificador con emisor sin desacoplar. La ganancia de corriente transforma la resistencia total de emisor multiplicándola por un factor β. La derivación es, por tanto, idéntica a la de un amplificador con emisor sin desacoplar:

$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e) \tag{12-3}$$

Para detección de averías se puede asumir que r_e es mucho mayor que r'_e, lo que significa que la impedancia de entrada es aproximadamente βr_e.

El aumento de impedancia es la mayor ventaja de un seguidor de emisor. Las resistencias de carga pequeñas que pueden sobrecargar un amplificador en EC se pueden usar con un seguidor de emisor porque aumenta la impedancia y previene la sobrecarga.

❑ Impedancia de entrada de la etapa

Cuando la fuente de señal no es constante, algo de la señal alterna se pierde en la resistencia interna. Si se quiere calcular el efecto de la resistencia interna se necesita usar la impedancia de entrada de la etapa, dada por:

$$z_{in(etapa)} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + r'_e) \tag{12-4}$$

Con la impedancia de entrada y la resistencia de la fuente se puede usar el divisor de tensión para calcular la tensión de entrada que llega a la base. Los cálculos son iguales a los que se mostraron en capítulos anteriores.

EJEMPLO 12-1

¿Cuánto vale la impedancia de entrada de la base en el circuito de la Figura 12-3 si $\beta = 200$? ¿Cuánto vale la impedancia de entrada de la etapa?

SOLUCIÓN

Como cada una de las resistencias en el divisor de tensión es de 10 kΩ, la tensión continua de base es la mitad de la tensión de la fuente, o sea, 5 V. La tensión continua en el emisor se reduce en 0,7 V, es decir, es de 4,3 V. La corriente continua en el emisor es igual a 4,3 V dividido entre 4,3 kΩ, es decir, 1 mA. Por tanto, la resistencia para señal en el diodo emisor es:

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{1\ \text{mA}} = 25\ \Omega$$

La resistencia externa para señal de emisor es la combinación en paralelo de R_E y R_L, lo que resulta:

$$r_e = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 3\ \text{k}\Omega$$

Como el transistor tiene una ganancia de corriente alterna de 200, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = 200(3\ \text{k}\Omega + 25\ \Omega) = 605\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada de la base aparece en paralelo con las dos resistencias de polarización. La impedancia de entrada de la etapa es:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 605\ \text{k}\Omega = 4{,}96\ \text{k}\Omega$$

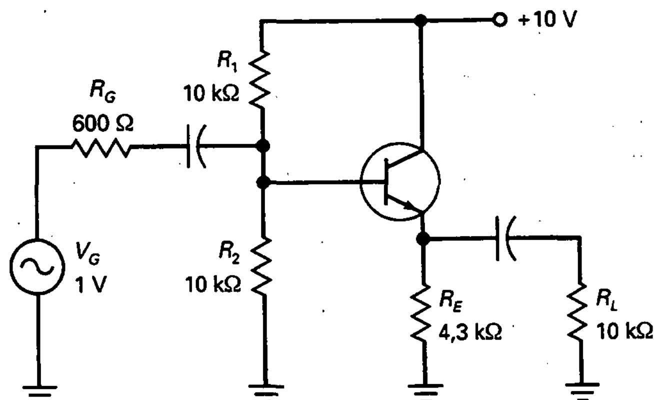


Figura 12-3. Ejemplo.

Como 605 kΩ es mucho mayor que 5 kΩ, los detectores de averías acostumbran a aproximar la impedancia de entrada de la etapa simplemente como el paralelo de las resistencias de polarización:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 5\ \text{k}\Omega$$

EJEMPLO 12-2

Suponiendo que β vale 200, ¿cuánto vale la tensión alterna de entrada en el seguidor de emisor representado en el circuito de la Figura 12-3?

SOLUCIÓN

En la Figura 12-4 se muestra el circuito equivalente para señal. La tensión alterna de la base aparece en z_{in}. Como la impedancia de entrada de la etapa es grande en comparación con la resistencia del generador, la mayor parte de la tensión del generador aparece en la base. Con el teorema del divisor de tensión:

$$v_{in} = \frac{5\ \text{k}\Omega}{5\ \text{k}\Omega + 600\ \Omega}\ 1\ \text{V} = 0{,}893\ \text{V}$$

EJEMPLO 12-3

¿Cuál es la ganancia de tensión del seguidor de emisor del circuito de la Figura 12-5? Si $\beta = 150$, ¿cuánto vale la tensión alterna en la carga?

SOLUCIÓN

La tensión continua en la base es la mitad de la tensión de la fuente de alimentación:

$$V_B = 7{,}5\ \text{V}$$

La corriente continua en el emisor es:

$$I_E = \frac{6{,}8\ \text{V}}{2{,}2\ \text{k}\Omega} = 3{,}09\ \text{mA}$$

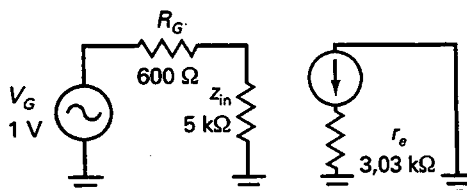


Figura 12-4. Ejemplo.

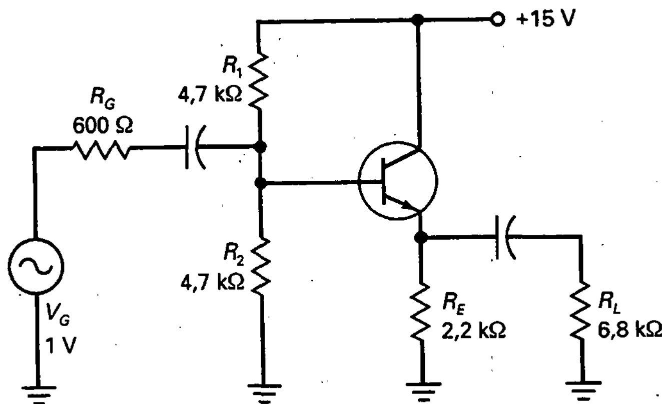


Figura 12-5. Ejemplo.

y la resistencia para señal del diodo emisor es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{3{,}09 \text{ mA}} = 8{,}09\ \Omega$$

La resistencia externa para señal de emisor vale:

$$r_e = 2{,}2 \text{ k}\Omega \parallel 6{,}8 \text{ k}\Omega = 1{,}66 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de tensión es igual a:

$$A = \frac{1{,}66 \text{ k}\Omega}{1{,}66 \text{ k}\Omega + 8{,}9\ \Omega} = 0{,}995$$

La impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = 150(1{,}66 \text{ k}\Omega + 8{,}09\ \Omega) = 250 \text{ k}\Omega$$

Este valor es mucho mayor que las resistencias de polarización. Por tanto, como muy buena aproximación, la impedancia de entrada del seguidor de emisor es:

$$z_{in(etapa)} = 4{,}7 \text{ k}\Omega \parallel 4{,}7 \text{ k}\Omega = 2{,}35 \text{ k}\Omega$$

La tensión alterna de entrada toma el siguiente valor:

$$v_{in} = \frac{2{,}35 \text{ k}\Omega}{600\ \Omega + 2{,}35 \text{ k}\Omega} 1 \text{ V} = 0{,}797 \text{ V}$$

La tensión alterna de salida toma el siguiente valor:

$$v_{out} = 0{,}995(0{,}797 \text{ V}) = 0{,}793 \text{ V}$$

12-2. Impedancia de salida

La impedancia de salida de un amplificador es la misma que su impedancia Thevenin. Una de las ventajas de un seguidor de emisor es su baja impedancia de salida.

Como se explicó en cursos anteriores de electrónica, la máxima transferencia de potencia se produce cuando la impedancia de la carga está adaptada (igualada) a la impedancia de la fuente (Thevenin). Algunas veces, cuando se desea máxima potencia en la carga, un diseñador puede adaptar la impedancia de carga a la impedancia de salida de un seguidor de emisor. Por ejemplo, la baja impedancia de un altavoz se puede adaptar a la impedancia de salida de un seguidor de emisor para entregar la máxima potencia al altavoz.

❑ Idea básica

La Figura 12-6*a* muestra un generador de alterna excitando un amplificador. Si la fuente no es constante, algo de la tensión alterna pasa a través de la resistencia interna de R_G. En este caso, necesitamos analizar el divisor de tensión mostrado en la Figura 12-6*b* para obtener la tensión de entrada v_{in}.

Una idea similar se aplica a la salida del amplificador. En la Figura 12-6*d* podemos aplicar el teorema de Thevenin a los terminales de la carga. Mirando hacia atrás, hacia el amplificador, vemos una impedancia de salida z_{out}. En el circuito equivalente Thevenin, esta impedancia de salida forma un divisor de tensión con resistencia de carga, como se muestra en la Figura 12-6*d*. Si z_{out} es mucho menor que R_L, la fuente de salida es constante y v_{out} es igual a v_{th}.

❑ Amplificadores

La Figura 12-7*a* muestra el circuito equivalente para señal para la salida de un amplificador EC. Cuando aplicamos el teorema de Thevenin, obtenemos

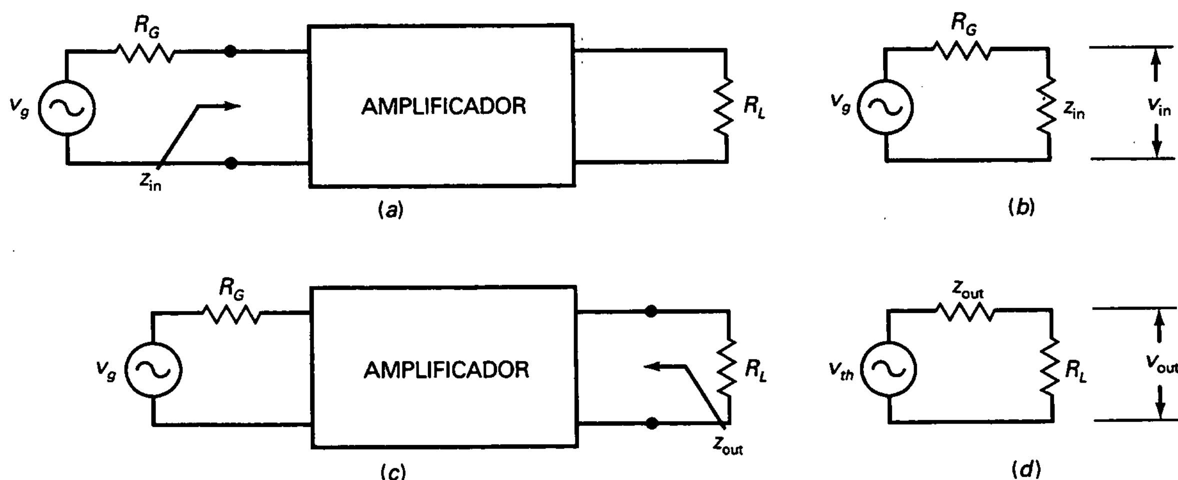


Figura 12-6. Impedancias de entrada y salida.

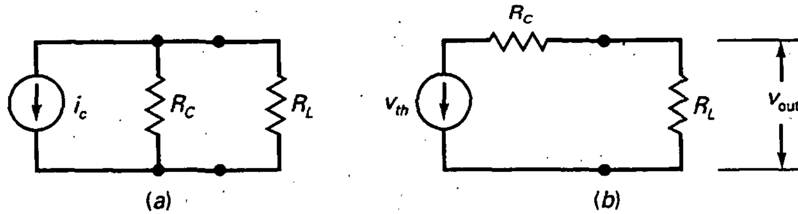


Figura 12-7. Impedancia de salida de la etapa en EC.

la Figura 12-7*b*. Dicho de otro modo, la impedancia de salida que se ve hacia la resistencia de carga es R_C. Como la ganancia de tensión de un amplificador EC depende de R_C, un diseñador no puede hacer R_C demasiado pequeña sin perder ganancia de tensión. Dicho de otra manera, es muy difícil obtener una impedancia de salida pequeña con un amplificador EC. A causa de esto, los amplificadores EC no son apropiados para excitar resistencias de carga pequeñas.

❑ Seguidor de emisor

La Figura 12-8*a* muestra el circuito equivalente para señal para un seguidor de emisor. Cuando aplicamos el teorema de Thevenin al punto A obtenemos la Figura 12-8*b*. La impedancia de salida z_{out} es mucho menor que lo que se puede obtener con un amplificador EC. Es igual a:

$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right) \tag{12-5}$$

La impedancia del circuito de base es $R_G \parallel R_1 \parallel R_2$. La ganancia de corriente del transistor reduce esta impedancia por un factor β. El efecto es similar a lo que se obtiene con un amplificador con emisor sin desacoplar, excepto que estamos regresando de la base al emisor. Por tanto, se obtiene una reducción de impedancia en lugar de un incremento. La reducción de impedancia de $(R_G \parallel R_1 \parallel R_2)/\beta$ está en serie con r'_e, como se indica en la Ecuación (12-5).

❑ Funcionamiento ideal

En algunos diseños, las resistencias de polarización y las resistencias para señal del diodo emisor son despreciables. En este caso, la impedancia de salida de un seguidor de emisor se puede aproximar como:

$$z_{out} = \frac{R_G}{\beta} \tag{12-6}$$

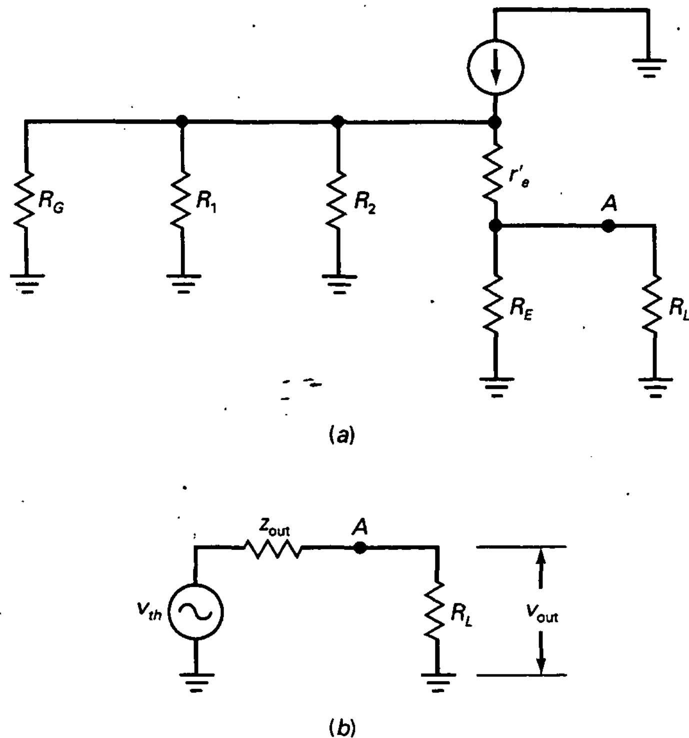


Figura 12-8. Impedancia de salida del seguidor de emisor.

Esto nos devuelve la idea clave de un seguidor de emisor: reduce la impedancia para señal de la fuente de alterna por un factor β. Como resultado, el seguidor de emisor nos permite construir fuentes de alterna constantes. En lugar de usar una fuente de alterna constante que maximice la tensión en la carga, un diseñador puede preferir maximizar la potencia en la carga. En este caso, en lugar de diseñar para

$$z_{out} \ll R_L \text{ (fuente de tensión constante)}$$

el diseñador seleccionará valores para obtener

$$z_{out} = R_L \text{ (máxima transferencia de potencia)}$$

De esta forma, el seguidor de emisor puede entregar la máxima potencia a una impedancia de carga baja, como la de los altavoces estéreo.

La Ecuación (12-6) es una fórmula ideal. Se puede usar para obtener un valor aproximado para la impedancia de salida de un seguidor de emisor. Con circuitos discretos la ecuación normalmente nos da sólo una estimación de la impedancia de salida. Sin embargo es adecuada para detectar averías y en análisis preliminares. Cuando sea necesario se puede usar la Ecuación (12-5) para obtener un valor más preciso de la impedancia de salida.

EJEMPLO 12-4

Estime la impedancia de salida del seguidor de emisor de la Figura 12-9*a*.

SOLUCIÓN

Idealmente, la impedancia de salida es igual a la resistencia del generador dividida por la ganancia de corriente del transistor:

$$Z_{out} = \frac{600\ \Omega}{300} = 2\ \Omega$$

La Figura 12-9*b* muestra el circuito equivalente de salida. La impedancia de salida es mucho menor que la resistencia de carga, así que la mayoría de la señal aparece a través de la resistencia de carga. Como se puede observar, la fuente de salida de la Figura 12-9*b* es casi constante porque el cociente de la carga y la resistencia de la fuente es 50.

EJEMPLO 12-5

Calcule la impedancia de salida en la Figura 12-9*a* usando la Ecuación (12-5).

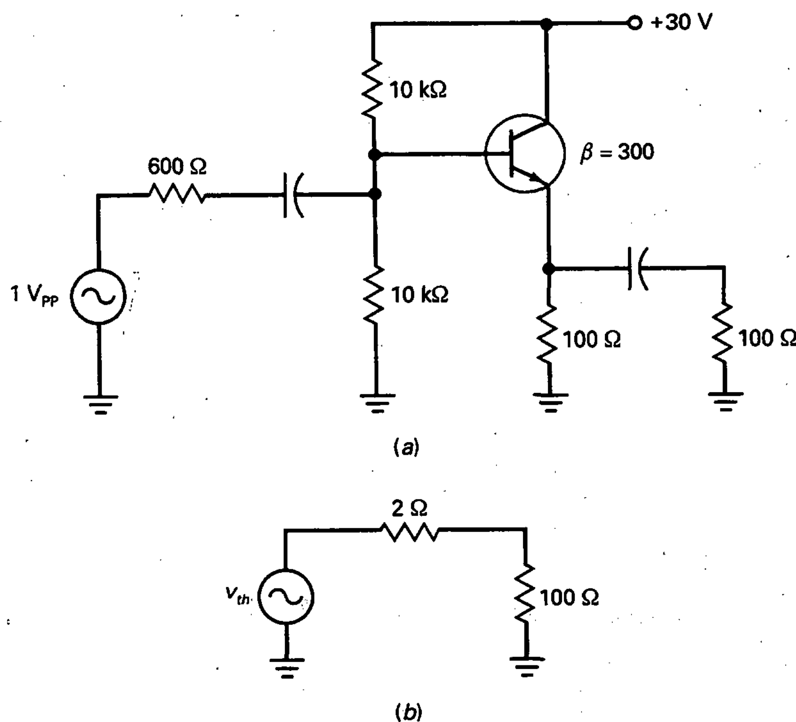


Figura 12-9. Ejemplo.

SOLUCIÓN

La tensión de base en el punto Q es aproximadamente:

$$V_{BQ} = 15 \text{ V}$$

Ignorando V_{BE}, la corriente de emisor en el punto Q es aproximadamente:

$$I_{EQ} = \frac{15 \text{ V}}{100 \ \Omega} = 150 \text{ mA}$$

La resistencia para señal del diodo emisor es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{150 \text{ mA}} = 0{,}167 \ \Omega$$

La impedancia que se ve hacia atrás desde la base vale:

$$R_G \| R_1 \| R_2 = 600 \ \Omega \| 10 \text{ k}\Omega \| 10 \text{ k}\Omega = 536 \ \Omega$$

La ganancia de corriente reduce esto a:

$$\frac{R_G \| R_1 \| R_2}{\beta} = \frac{536 \ \Omega}{300} = 1{,}78 \ \Omega$$

que está en serie con r'_e, así que la impedancia que se ve mirando hacia el emisor es:

$$r'_e = \frac{R_G \| R_1 \| R_2}{\beta} = 0{,}167 \ \Omega + 1{,}78 \ \Omega = 1{,}95 \ \Omega$$

y está en paralelo con la resistencia de emisor en continua, así que la impedancia de salida es:

$$z_{out} = R_E \| \left(r'_e + \frac{R_G \| R_1 \| R_2}{\beta} \right) = 100 \ \Omega \| 1{,}95 \ \Omega = 1{,}91 \ \Omega$$

Esta respuesta precisa está extremadamente próxima a la respuesta ideal de 2 Ω. Este resultado es típico en muchos diseños. Para detección de averías y análisis preliminares se puede usar el método ideal para estimar la impedancia de salida.

12-3. MÁXIMA EXCURSIÓN DE SEÑAL

Cuando se usa un seguidor de emisor como amplificador de potencia en la parte final de un sistema, un diseñador normalmente colocará el punto Q en el centro de la recta de carga para señal para obtener la máxima excursión de señal a la salida (MPP: *máximo pico a pico*)

❑ Recta de carga para continua

En la Figura 12-10*a*, los valores grandes de R_2 saturarán el transistor produciendo una corriente de saturación de:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_E} \tag{12-7}$$

Pequeños valores de R_2 llevarán al transistor a corte, produciendo una tensión de corte de:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \tag{12-8}$$

La Figura 12-10*b* muestra la recta de carga para continua con el punto Q.

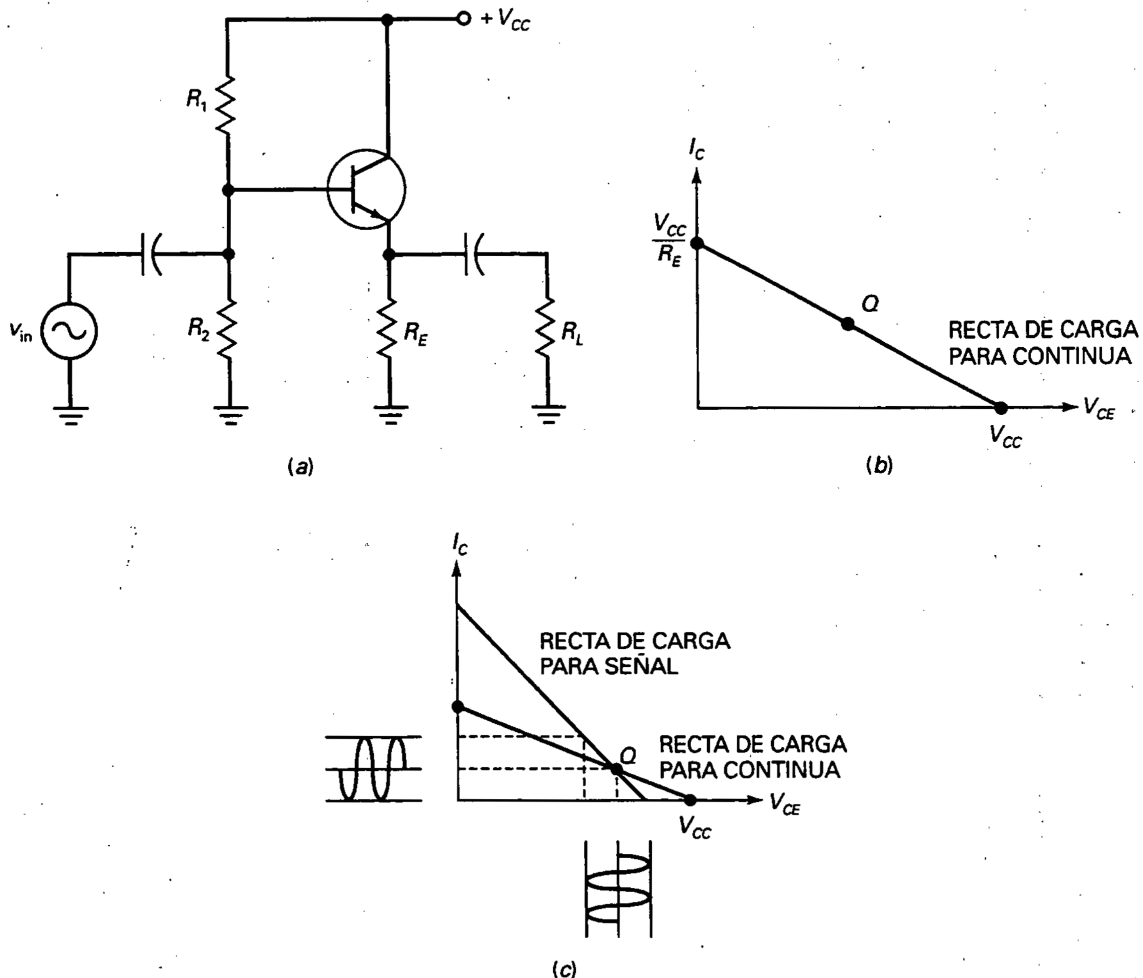


Figura 12-10. Rectas de carga para continua y para señal.

❑ Recta de carga para señal

La resistencia de emisor para señal es menor que la resistencia de emisor para continua. Por tanto, cuando una señal alterna entra, el punto instantáneo de operación se mueve a lo largo de la recta de carga para señal en la Figura 12-10*c*. Como se muestra, la corriente sinusoidal pico a pico y la tensión están determinadas por la recta de carga para señal.

Como la recta de carga para señal tiene una pendiente más acusada que la recta de carga para continua, la máxima excursión de salida es siempre menor que la fuente de tensión. Así se da la siguiente ecuación:

$$\text{MPP} < V_{CC} \tag{12-9}$$

❑ Máxima excursión de señal a la salida

Cuando el punto Q está por debajo del centro de la recta de carga para señal, el pico máximo de la salida (MP) es $I_{CQ}r_e$, como se muestra en la Figura 12-11*a*. Por otro lado, si el punto Q está por encima del centro de la recta de carga para señal, el pico máximo de la salida es V_{CEQ}, como se muestra en la Figura 12-11*b*.

Para cualquier punto Q, por tanto, el pico máximo de salida es:

$$\text{MP} = I_{CQ}r_e \text{ o } V_{CEQ}\text{, según cuál sea menor} \tag{12-10}$$

y la máxima excursión de señal a la salida es dos veces esta cantidad:

$$\text{MPP} = 2\text{ MP} \tag{12-11}$$

Cuando el punto Q está en el centro de la recta de carga para señal:

$$I_{CQ}r_e = V_{CEQ} \tag{12-12}$$

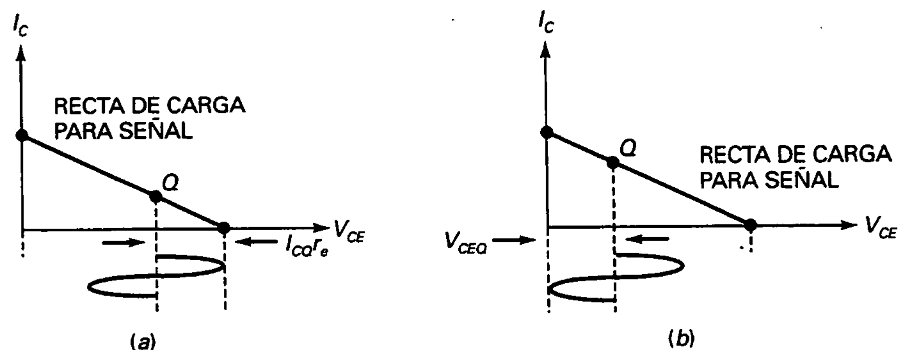


Figura 12-11. Máximas excursiones de pico.

EJEMPLO 12-6

¿Cuáles son los valores de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_e en la Figura 12-12*a*?

SOLUCIÓN

$$I_{CQ} = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{4{,}3\text{ k}\Omega} = 1\text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 10\text{ V} - 4{,}3\text{ V} = 5{,}7\text{ V}$$

y

$$r_e = 4{,}3\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega = 3\text{ k}\Omega$$

EJEMPLO 12-7

¿Cuál es la máxima excursión de tensión a la salida en la Figura 12-12*a*?

SOLUCIÓN

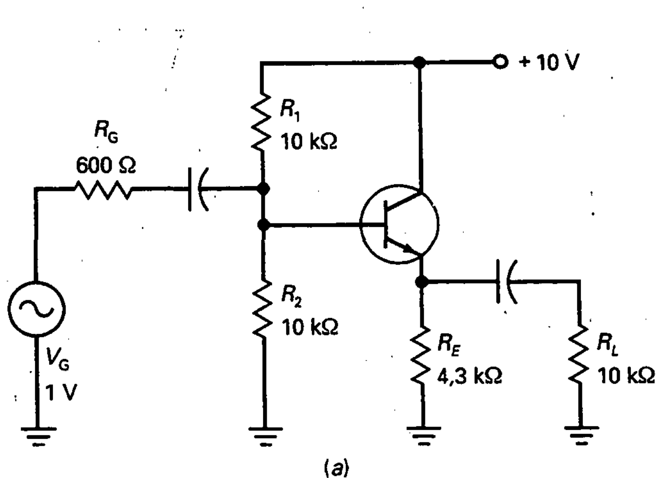
Con una fuente de tensión de 10 V:

$$\text{MPP} < 10\text{ V}$$

Este es el límite superior de la tensión de salida sin distorsionar del seguidor de emisor. Para calcular el valor de MPP, procedemos de la siguiente manera:

$$I_{CQ}r_e = (1\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 3\text{V}$$

$$V_{CEQ} = 5{,}7\text{ V}$$



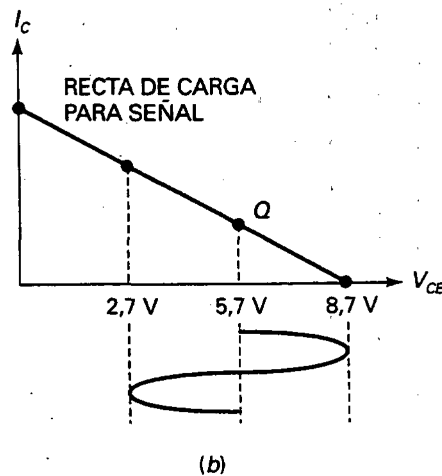


Figura 12-12. Ejemplo.

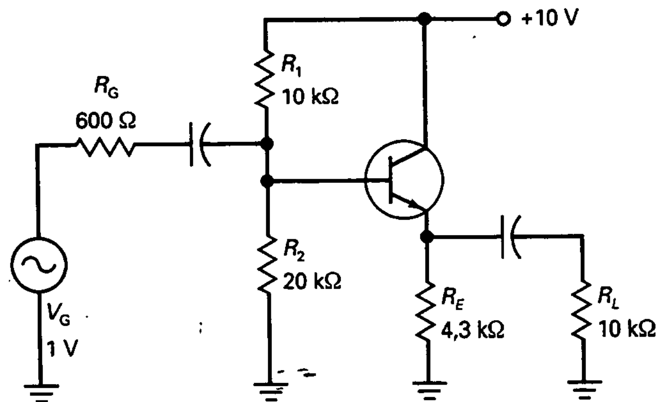


Figura 12-13. Ejemplo.

Como MP es el menor de estos dos, MP = 3 V y MPP = 2 (3 V) = 6 V. La Figura 12-12*b* muestra la recta de carga para señal y la máxima tensión de salida.

EJEMPLO 12-8

¿Cuál es la máxima excursión de tensión a la salida en la Figura 12-13?

SOLUCIÓN

La tensión continua en la base es:

$$V_{BQ} = \frac{20\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 20\ \text{k}\Omega} 10\ \text{V} = 6{,}67\ \text{V}$$

y la tensión continua en el emisor es:

$$V_{EQ} = 6{,}67\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 5{,}97\ \text{V}$$

La corriente continua en el colector vale:

$$I_{CQ} = \frac{5{,}97\ \text{V}}{4{,}3\ \text{k}\Omega} = 1{,}39\ \text{mA}$$

La tensión continua colector-emisor es:

$$V_{CEQ} = 10\ \text{V} - 5{,}97\ \text{V} = 4{,}03\ \text{V}$$

Ahora, compárese:

$$I_{CQ}r_e = (1{,}39\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 4{,}17\ \text{V}$$

y

$$V_{CEQ} = 4{,}03\ \text{V}$$

Como MP es el menor de los dos, tenemos que MP = 4,03 V y MPP = = 2(4,03 V) = 8,06 V.

12-4. CONEXIONES DARLINGTON

Una *conexión Darlington* consiste en dos transistores conectados en cascada cuya ganancia de corriente total es el producto de las ganancias de corriente individuales. Como la ganancia de corriente es mucho mayor, una conexión Darlington puede tener una impedancia de entrada muy alta y puede producir corrientes de salida muy grandes. Las conexiones Darlington se usan con reguladores de tensión y amplificadores de potencia.

❑ Par Darlington

La Figura 12-14*a* muestra un *par Darlington*. Como la corriente de emisor de Q_1 es la corriente de base de Q_2, el par Darlington tiene una corriente total de:

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \qquad (12\text{-}13)$$

Por ejemplo, si cada transistor tiene una ganancia de corriente de 200, la ganancia total de corriente es:

$$\beta = (200)(200) = 40.000$$

Los fabricantes de transistores pueden poner un par Darlington dentro de un solo encapsulado, como se ve en la Figura 12-14*b*. Este dispositivo con

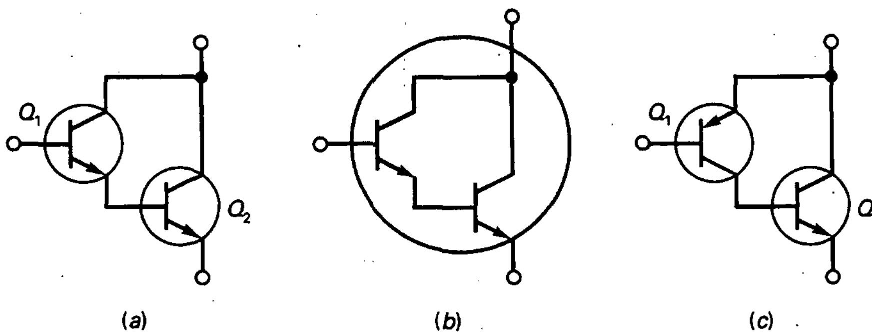


Figura 12-14. *a*) Par Darlington; *b*) transistor Darlington; *c*) Darlington complementario.

tres terminales, conocido como *transistor Darlington,* actúa como si fuese un solo transistor con una ganancia de corriente extremadamente alta. Por ejemplo, el 2N6725 es un transistor Darlington con una ganancia de corriente de 25.000 a 200 mA. Otro ejemplo es el TP102, con una ganancia de corriente de 1.000 a 3 A.

El análisis de un circuito en el que se emplee un transistor Darlington es casi idéntico al proceso discutido anteriormente, excepto por una cosa: como hay dos transistores, hay dos caídas V_{BE}. Por ejemplo, si la tensión continua de base es de 5 V, la tensión continua de emisor es:

$$V_{EQ} = 5\text{ V} - 2(0,7\text{ V}) = 3,6\text{ V}$$

❑ Darlington complementario

En la Figura 12-14*c* se muestra otra conexión Darlington, denominada Darlington complementario, una conexión de transistores *npn* y *pnp*. La corriente de colector de Q_1 es la corriente de base de Q_2. Si el transistor *pnp* tiene una ganancia de corriente de β_1 y el transistor *npn* de salida tiene una ganancia de corriente de β_2, el Darlington complementario actúa como un transistor único *pnp* con una ganancia de corriente de $\beta_1\beta_2$. El Darlington complementario se usa algunas veces en amplificadores de potencia clase B en contrafase.

EJEMPLO 12-9

Si el par Darlington de la Figura 12-15 tiene una ganancia de corriente total de 10.000, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base Q_1?

SOLUCIÓN

La resistencia de emisor para señal es:

$$r_e = 60\ \Omega \| 30\ \Omega = 20\ \Omega$$

La impedancia de entrada de la base Q_1 vale:

$$z_{in(base)} = (10.000)(20\ \Omega) = 200\text{ k}\Omega$$

EJEMPLO 12-10

¿Cuál es la máxima excursión de salida en la Figura 12-15?

SOLUCIÓN

La corriente de emisor para continua de Q_2 es:

$$I_{EQ} = \frac{10\text{ V} - 1,4\text{ V}}{60\ \Omega} = 143\text{ mA}$$

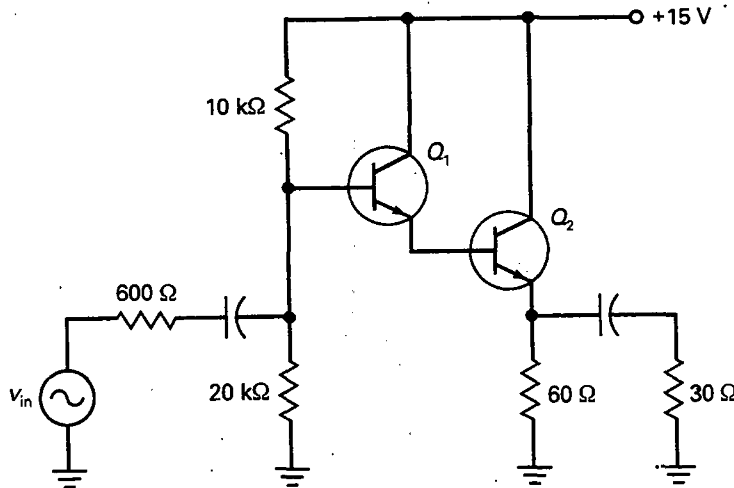


Figura 12-15. Ejemplo.

La tensión colector-emisor en el punto Q vale:

$$V_{CEQ} = 15\ \text{V} - 8{,}6\ \text{V} = 6{,}4\ \text{V}$$

Ahora, compare los dos picos:

$$I_{CQ}r_e = (143\ \text{mA})(20\ \Omega) = 2{,}86\ \text{V}$$

$$V_{CEQ} = 6{,}4\ \text{V}$$

Por tanto:

$$\text{MPP} = 2(2{,}86\ \text{V}) = 5{,}72\ \text{V}$$

12-5. SEGUIDOR DE EMISOR EN CLASE B EN CONTRAFASE

El funcionamiento en clase B de un transistor conlleva que la corriente de colector circule solamente 180° del ciclo de señal, lo que implica que el punto Q se ubique aproximadamente en el punto de corte de ambas rectas de carga, la de continua y la de señal. Las ventajas que ofrece el funcionamiento en clase B son un menor consumo de corriente y un mayor rendimiento.

❑ Circuito en contrafase

En la Figura 12-16*a* se muestra una forma de conectar un seguidor de emisor en contrafase que funciona en clase B. Se conecta un seguidor de emisor *npn* y un seguidor de emisor *pnp* en un circuito en contrafase.

Se puede comenzar su análisis con el circuito equivalente de la Figura 12-16*b*. El diseñador selecciona las resistencias de polarización de forma que el punto Q se halle en el corte. Así se polariza el diodo emisor de cada transistor entre 0,6 y 0,7 V, de tal forma que está en el límite para empezar a conducir. Idealmente:

$$I_{CQ} = 0$$

Puesto que las resistencias de polarización son iguales, cada diodo emisor está polarizado con la misma tensión. Como resultado se tendrá que la mitad de la tensión de la fuente de alimentación aparecerá entre los terminales colector-emisor de cada transistor. Es decir:

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \tag{12-14}$$

❑ Recta de carga para continua

Al no haber resistencia para continua en los circuitos de colector o de emisor de la Figura 12-16*b*, la corriente de saturación para continua es infinita. Este hecho significa que la recta de carga para continua es vertical, como se muestra en la Figura 12-17*a*. Esta situación puede resultar peligrosa, pues la mayor dificultad al diseñar un amplificador de clase B estriba en el hecho de situar de forma estable el punto Q en el punto de corte. Cualquier descenso significativo de V_{BE} con la temperatura puede elevar el punto Q sobre la recta de carga para continua hacia corrientes grandes, con el consiguiente peligro. Por el momento, se asume que el punto Q está fijamente situado en el punto de corte, como se muestra en la Figura 12-17*a*.

❑ Recta de carga para señal

La Figura 12-17*a* muestra la recta de carga para señal. Cuando alguno de los transistores está conduciendo, el punto de trabajo del transistor que conduce

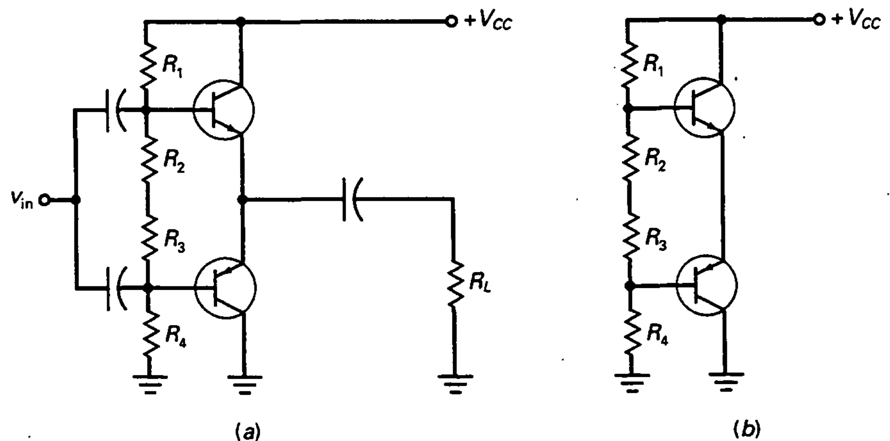


Figura 12-16. Seguidor de emisor clase B en contrafase. *a*) Circuito completo; *b*) circuito equivalente para continua.

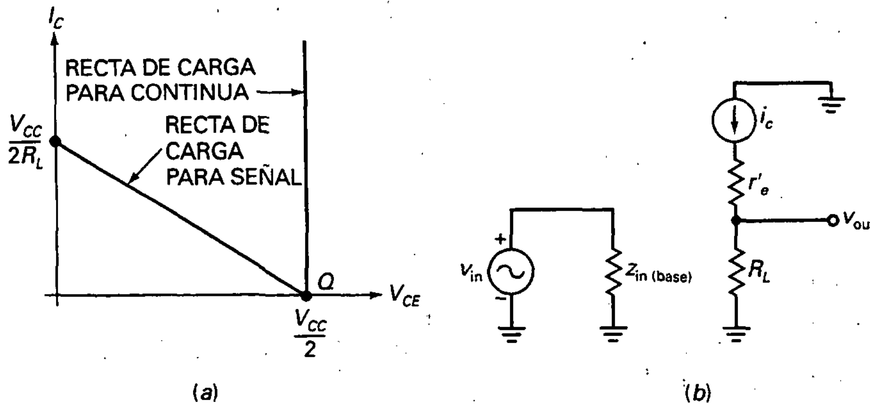


Figura 12-17. *a*) Rectas de carga para continua y para señal; *b*) circuito equivalente para señal.

se eleva sobre la recta de carga para señal. El punto de trabajo del otro transistor se mantiene en corte. La variación de tensión del transistor que está conduciendo puede recorrer todo el camino desde corte a saturación. En el siguiente semiciclo el otro transistor actuará de la misma forma, lo que significa que la máxima excursión de señal a la salida es igual a:

$$MPP = V_{CC} \tag{12-15}$$

❑ Análisis para señal

La Figura 12-17*b* muestra el circuito equivalente para señal del transistor en conducción. Dicho circuito es casi idéntico al de un seguidor de emisor en clase A. Ignorando r'_e, la ganancia de tensión es:

$$A \approx 1 \tag{12-16}$$

y la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} \approx \beta R_L \tag{12-17}$$

❑ Acción global del circuito

En el semiciclo positivo de la señal de entrada el transistor de la parte superior de la Figura 12-16*a* conduce y el de la parte inferior está en corte. El transistor de arriba se comporta como un seguidor de emisor normal, por lo que la tensión de salida es aproximadamente igual a la tensión de entrada.

En el semiciclo negativo de la señal de entrada, el transistor de arriba se pone en corte y el transistor inferior conduce. Este último actúa como un seguidor de emisor normal y produce una tensión en la carga aproximadamente igual a la tensión de entrada.

El transistor de arriba funciona durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada y el transistor de abajo funciona durante el semiciclo negativo. En cada uno de los semiciclos el generador aprecia una gran impedancia de entrada por cualquiera de las bases.

❑ Distorsión en el cruce por cero *(crossover)*

En la Figura 12-18*a* se muestra el circuito equivalente para señal del seguidor de emisor clase B en contrafase. Suponga que no se aplica polarización a los diodos de emisor. Entonces, la tensión alterna de entrada tiene que crecer por encima de 0,7 V para superar la barrera de potencial de los diodos de emisor. Por esta razón no circula corriente por Q_1 cuando la señal es menor de 0,7 V.

Sucede lo mismo en el otro semiciclo; no circula corriente por Q_2 hasta que la tensión alterna de entrada tiene un valor negativo menor de 0,7 V. Este hecho lleva a que si no se aplica polarización a los diodos de emisor, la salida de un seguidor de emisor clase B en contrafase sea la que se indica en la Figura 12-18*b*.

La señal está distorsionada a causa del recorte entre los semiciclos y la salida es menor que la señal sinusoidal. Como los recortes tienen lugar entre el tiempo en que un transistor se corta y el tiempo en que el otro comienza a conducir, a esta distorsión se le denomina *distorsión en el cruce por cero*

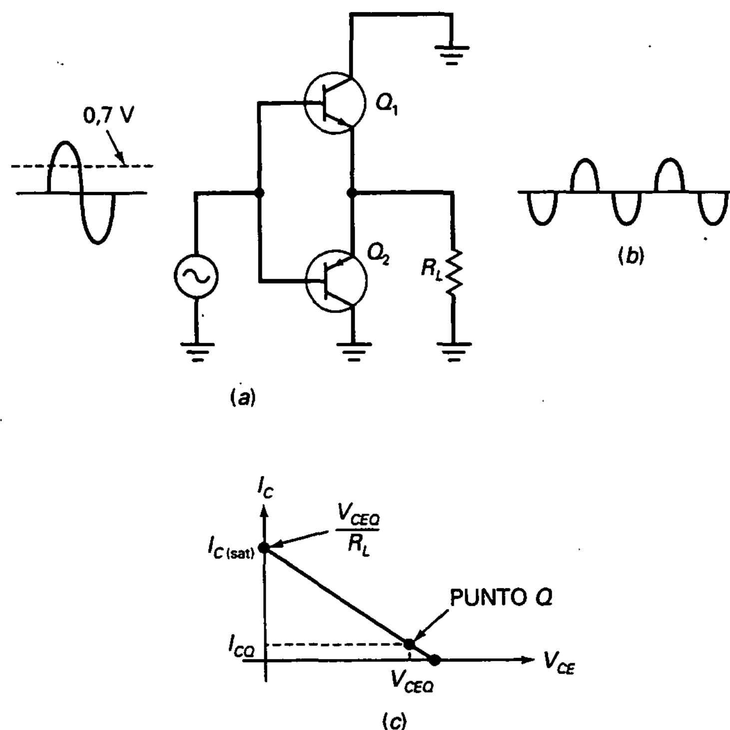


Figura 12-18. *a*) Circuito equivalente para señal; *b*) distorsión en el cruce por cero; *c*) el punto *Q* está ligeramente por encima del corte.

(crossover). Para eliminarla es necesario aplicar una ligera polarización directa a cada diodo emisor. Este hecho significa situar el punto Q ligeramente por encima del corte, como se muestra en la Figura 12-18*c*. Como guía se puede indicar que una I_{CQ} del orden del 1 al 5 por 100 de $I_{C(sat)}$ es suficiente para eliminar la distorsión en el cruce por cero.

❑ Clase AB

En la Figura 12-18*c*, la ligera polarización directa implica que el ángulo de conducción será algo superior a 180°, por lo que el transistor conducirá durante un poco más que la mitad de un ciclo. Estrictamente hablando, ya no tenemos funcionamiento en clase B. A causa de esto, el funcionamiento se denomina a veces como clase AB y se define por un ángulo de conducción entre 180° y 300°. Pero apenas es clase AB. Por esta razón, la mayoría de la gente todavía se refiere a este circuito como amplificador en clase B en contrafase porque el funcionamiento es muy cercano a clase B.

❑ Fórmulas de potencia

Las siguientes fórmulas se aplican a todas las clases de funcionamiento, incluyendo clase B en contrafase:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}} \qquad \text{(Ganancia de potencia)}$$

$$p_{out} = \frac{v_{out}^2}{8R_L} \qquad \text{(Potencia de salida para señal)}$$

$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L} \qquad \text{(Máxima potencia de salida para señal)}$$

$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc} \qquad \text{(Potencia de entrada en continua)}$$

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\,\% \qquad \text{(Rendimiento)}$$

Cuando se usan estas fórmulas para analizar un seguidor de emisor clase B en contrafase, se debe recordar que el amplificador en clase B en contrafase tiene la recta de carga para señal y las formas de onda de la Figura 12-19*a*. Cada transistor proporciona la mitad de un ciclo.

❑ Disipación de potencia del transistor

De forma ideal, la disipación de potencia del transistor es cero cuando no hay señal a la entrada porque ambos transistores están en corte. Si hay una ligera polarización directa para evitar la distorsión en el cruce por cero, existe una pequeña disipación de potencia en cada transistor.

Cuando existe una señal de entrada, la disipación de potencia del transistor alcanza un nivel significativo. La disipación de potencia del transistor depende del tramo de recta de carga para señal que se utilice. La máxima

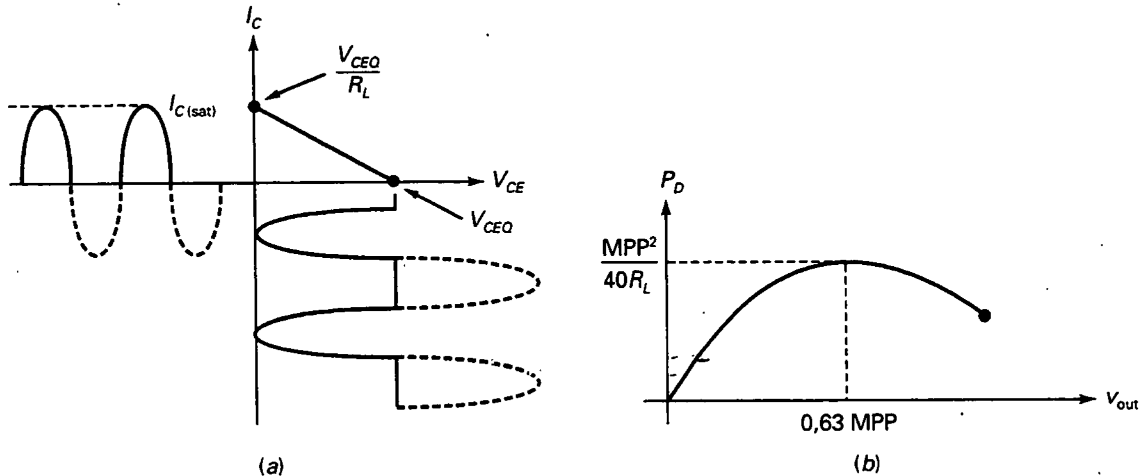


Figura 12-19. *a*) Recta de carga para clase B; *b*) disipación de potencia del transistor.

disipación de potencia de cada transistor es:

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L} \qquad (12\text{-}18)$$

La Figura 12-19*b* muestra cómo varía la disipación de potencia del transistor con la tensión pico a pico en la carga. Como se puede observar, P_D alcanza un máximo cuando la tensión pico a pico en la carga es el 63 por 100 de MPP. Como esto es el peor caso, cada transistor en un amplificador en clase B en contrafase debe tener una limitación de potencia de al menos $\text{MPP}^2/40R_L$.

EJEMPLO 12-11

La resistencia variable de la Figura 12-20 coloca a ambos diodos de emisor en el límite para la conducción. ¿Cuál es la máxima disipación de potencia del transistor? ¿Y la máxima potencia de salida?

SOLUCIÓN

La máxima excursión de señal de salida es:

$$\text{MPP} = V_{CC} = 20 \text{ V}$$

Con la Ecuación (12-18):

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{40(8 \ \Omega)} = 1{,}25 \text{ W}$$

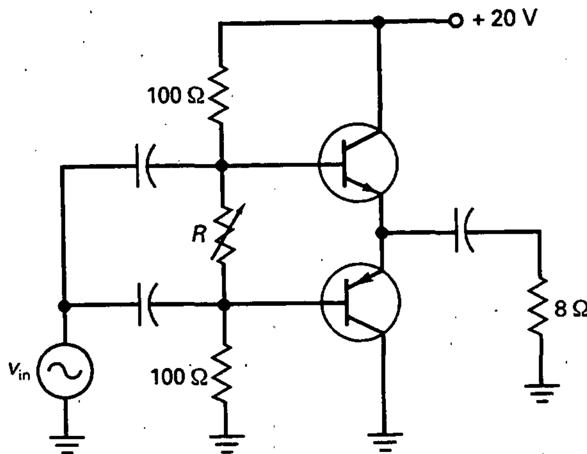


Figura 12-20. Ejemplo.

La máxima potencia de salida vale:

$$P_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8RL} = \frac{(20\ V)^2}{8(8\ \Omega)} = 6{,}25\ W$$

EJEMPLO 12-12

Si la resistencia variable es de 15 Ω, ¿cuál es el rendimiento en el ejemplo anterior?

SOLUCIÓN

La corriente continua a través de las resistencias de polarización ofrece el siguiente resultado:

$$I_{polarización} \approx \frac{20\ V}{215\ k\Omega} = 0{,}093\ A$$

A continuación, necesitamos calcular la corriente continua a través del transistor superior. Ésta es la forma de hacerlo: como se muestra en la Figura 12-19*a*, la corriente de saturación vale:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{10\ V}{8\ \Omega} = 1{,}25\ A$$

La corriente de colector del transistor que conduce es una señal de media onda con un pico de $I_{C(sat)}$. Por tanto, tiene un valor medio de:

$$I_{av} = \frac{I_{C(sat)}}{\pi} = \frac{1,25 \text{ A}}{\pi} = 0,398 \text{ A}$$

La corriente consumida total es:

$$I_{dc} = 0,093 \text{ A} + 0,398 \text{ A} = 0,491 \text{ A}$$

La potencia continua de entrada es:

$$P_{dc} = (20 \text{ V})(0,491 \text{ A}) = 9,82 \text{ W}$$

El rendimiento de la etapa es:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \times 100\% = \frac{6,25 \text{ W}}{9,82 \text{ W}} \times 100\% = 63,6\%$$

12-6. POLARIZACIÓN DE AMPLIFICADORES CLASE B

Como se mencionó anteriormente, la tarea más difícil al diseñar amplificadores en clase B es situar el punto Q estable cerca del punto de corte. En esta sección se discute el problema y su solución.

Polarización por medio de un divisor de tensión

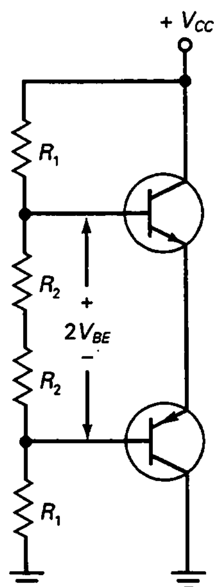


Figura 12-21. Amplificador en clase B en contrafase polarizado por un divisor de tensión.

En la Figura 12-21 se muestra una polarización por medio de un divisor de tensión para un circuito clase B en contrafase. Los dos transistores tienen que ser complementarios; es decir, sus curvas V_{BE}, sus especificaciones máximas, etc., deben ser similares. Por ejemplo, el 2N3904 y el 2N3906 son complementarios, siendo el primero un transistor *npn* y el segundo un *pnp*. Se dispone de pares complementarios como éste para cualquier diseño de amplificadores clase B en contrafase.

Para evitar la distorsión en el cruce por cero en la Figura 12-21, el punto Q se ubica ligeramente por encima del corte, con el valor correcto de V_{BE} localizado en algún punto entre 0,6 y 0,7. Aquí surge el mayor problema: la corriente de colector es muy sensible a los cambios en V_{BE}. Las hojas de características indican que un incremento de 60 mV en V_{BE} multiplica por 10 la corriente de emisor. Por tal motivo, casi siempre se utiliza una resistencia ajustable para fijar el punto Q en su valor correcto.

No obstante, una resistencia ajustable no resuelve el problema de la temperatura. Aunque el punto Q puede ser perfecto a temperatura ambiente, éste variará cuando la temperatura cambie. Como ya se discutió anteriormente, V_{BE} disminuye aproximadamente 2 mV por cada grado que aumente la temperatura. Cuando la temperatura aumenta en el circuito de la Figura 12-21,

la tensión fija en cada diodo emisor obliga a un aumento rápido en la corriente de colector. Si la temperatura aumenta 30°, la corriente de colector crece en un factor de 10, ya que la tensión que fija la polarización se mantiene constante. Por tanto, el punto Q es muy inestable con una polarización por división de tensión.

El último peligro en el circuito de la Figura 12-21 es el *escape térmico.* Cuando la temperatura aumenta, la corriente de colector aumenta. Al aumentar la corriente de colector, la temperatura de la unión también aumenta, reduciéndose más el valor real de V_{BE}. Esta situación de escalada significa que la corriente de colector puede «escaparse», elevándose hasta que una potencia excesiva destruya el transistor.

Que el escape tenga lugar o no depende de las propiedades térmicas del transistor, de cómo se enfríe y del tipo de disipador de calor empleado. Con bastante frecuencia, la polarización por divisor de tensión utilizada en el circuito de la Figura 12-21 producirá escape térmico, que destruirá los transistores.

❑ Polarización con diodos

Una manera de evitar el escape térmico es la polarización con diodos, como se ve en la Figura 12-22. La idea es usar *diodos de compensación* que proporcionen la tensión de polarización a los diodos de los emisores. Para que funcione este circuito, las curvas de los diodos deben coincidir con las curvas V_{BE} de los transistores. Así, cualquier aumento en la temperatura reducirá la tensión de polarización desarrollada por los diodos de compensación exactamente en la cantidad adecuada.

Supóngase, por ejemplo, que una tensión de polarización de 0,65 V fija una corriente de colector de 2 mA. Si la temperatura se eleva 30 °C, entonces la tensión en cada diodo disminuye aproximadamente 60 mV. Como el valor de V_{BE} requerido también disminuye aproximadamente en 60 mV, la corriente de colector se mantiene aproximadamente en 2 mA.

Para que la polarización con diodos permanezca invariable frente a los cambios de temperatura, las curvas de los diodos deben ser muy similares a las curvas V_{BE} en un amplio rango de temperatura. Esta situación no es fácil de conseguir con circuitos discretos debido a la tolerancia de los componentes. Sin embargo, la polarización con diodos es fácil de implementar con circuitos integrados, ya que los diodos y los transistores están en el mismo chip, lo cual significa que tienen curvas casi idénticas.

Con la polarización con diodos, la corriente de colector es igual a la corriente por los diodos de compensación de la Figura 12-22, dada por

$$I_{\text{polarización}} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R} \qquad (12\text{-}19)$$

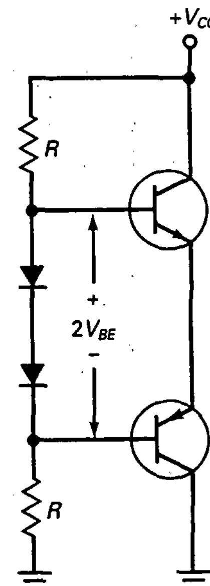


Figura 12-22. Amplificador en clase B en contrafase polarizado por diodos.

Cuando los diodos de compensación igualan las curvas de V_{BE} de los transistores, I_{CQ} tiene el mismo valor que $I_{\text{polarización}}$. (Para más detalles diríjase a la Sec. 17-7.) Como se mencionó anteriormente, I_{CQ} debería estar entre el 1 y 5 por 100 de $I_{C(\text{sat})}$ para evitar la distorsión en el cruce por cero.

EJEMPLO 12-13

¿Cuál es la corriente de colector en el punto Q en la Figura 12-23? ¿Y el máximo rendimiento del amplificador?

SOLUCIÓN

La corriente de polarización a través de los diodos de compensación es:

$$I_{polarización} = \frac{20\ V - 1{,}4\ V}{2(3{,}9\ k\Omega)} = 2{,}38\ mA$$

Este es el valor de la corriente de colector en el punto Q, suponiendo que los diodos de compensación se adaptan a los diodos de emisor.

La corriente de saturación de colector es:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{10\ V}{10\ \Omega} = 1\ A$$

El valor medio de la corriente de colector de media onda:

$$I_{av} = \frac{I_{C(sat)}}{\pi} = \frac{1\ A}{\pi} = 0{,}318\ A$$

La corriente total consumida vale:

$$I_{dc} = 2{,}38\ mA + 0{,}318\ A = 0{,}32\ A$$

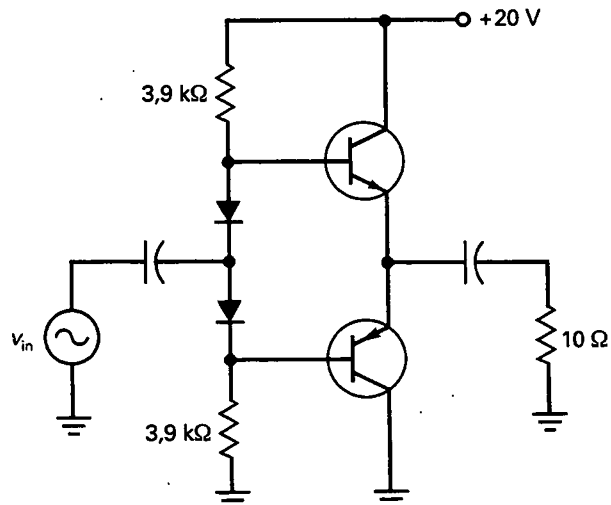


Figura 12-23. Ejemplo.

La potencia de entrada en continua es:

$$P_{dc} = (20\ V)(0{,}32\ A) = 6{,}4\ W$$

La máxima potencia de salida alterna vale:

$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L} = \frac{(20\ V)^2}{8(10\ \Omega)} = 5\ W$$

El rendimiento de la etapa tiene el siguiente resultado:

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\% = \frac{5\ W}{6{,}4\ W} \times 100\% = 78{,}1\%$$

12-7. EXCITACIÓN PARA UN AMPLIFICADOR EN CLASE B

En el análisis inicial del seguidor de emisor clase B en contrafase se emplearon condensadores para acoplar la señal alterna al amplificador. Ésta no es la mejor forma de excitar un amplificador en clase B.

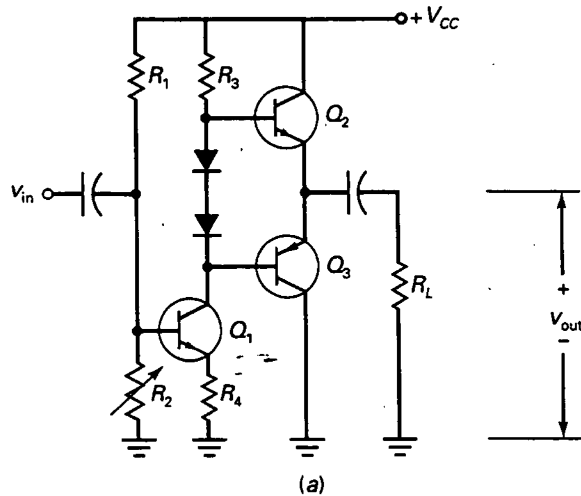
❑ Excitación en EC

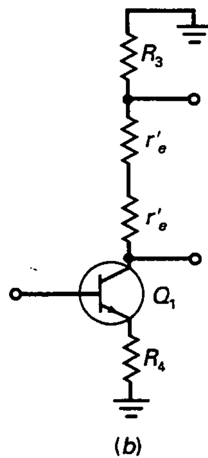
La etapa que precede a la de salida se denomina *excitadora*. En vez de acoplar capacitivamente en la etapa de salida en contrafase, podemos utilizar una etapa en EC acoplada directamente, como se muestra en la Figura 12-24*a*. El transistor Q_2 es una fuente de corriente que establece una corriente continua de polarización por los diodos. Ajustando R_2, se puede controlar la corriente continua de emisor por R_4, hecho que significa que Q_2 fija la corriente por los diodos de compensación.

Cuando una señal alterna se conecta a la base de Q_1 actúa como un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar. La señal alterna amplificada e invertida en el colector de Q_1 excita las bases de Q_2 y Q_3. En el semiciclo positivo, Q_2 conduce y Q_3 está cortado. En el semiciclo negativo, Q_2 está cortado y Q_3 conduce. Como el condensador de acopio de salida es un cortocircuito para altema, la señal alterna pasa a la resistencia de carga.

La Figura 12-24*b* muestra el circuito equivalente para señal de la etapa en EC. Los diodos se han sustituido por sus resistencias para señal. En cualquier circuito práctico, r_e' es al menos 100 veces menor que R_3; por tanto, el circuito equivalente para señal se puede simplificar al de la Figura 12-24*c*.

Ahora, se puede observar que la etapa excitadora es un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar cuya salida amplificada e invertida excita ambas bases de los transistores de salida con la misma señal. Generalmente, la impedancia de entrada de los transistores de salida es





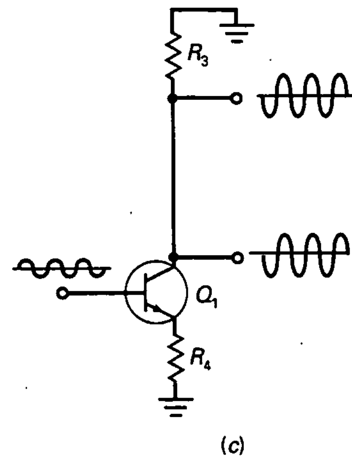


Figura 12-24. *a*) Excitación en EC acoplada directamente; *b*) circuito equivalente para continua; *c*) circuito equivalente para señal simplificado.

muy alta, por lo que la ganancia de tensión de la etapa excitadora se puede aproximar por:

$$A = \frac{R_3}{R_4}$$

En resumen, la etapa excitadora es un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar que produce una gran señal para el amplificador en contrafase de salida.

❑ Realimentación negativa en dos etapas

La Figura 12-25 es otro ejemplo del uso de una etapa en EC para excitar un seguidor de emisor clase B en contrafase. La señal de entrada es amplificada

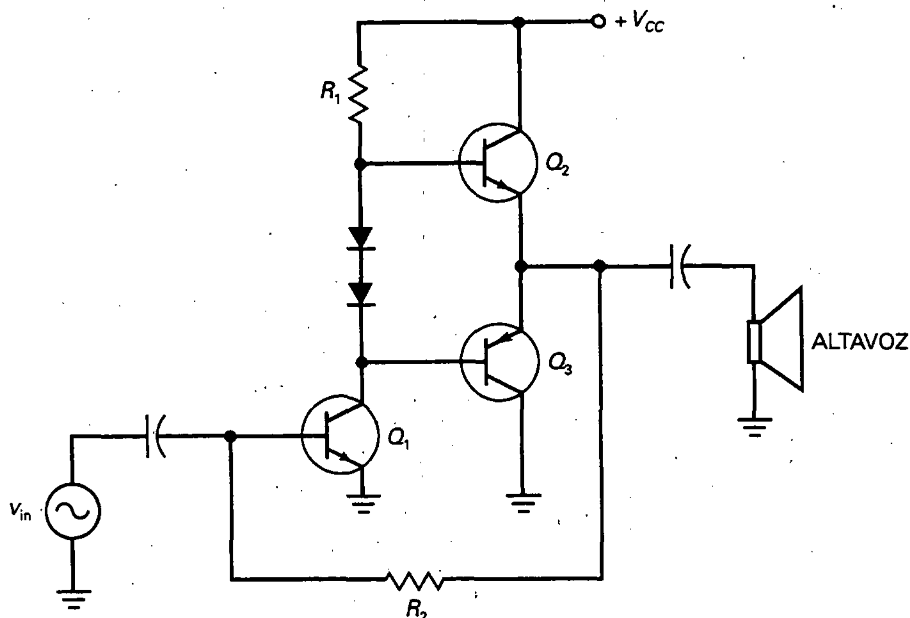


Figura 12-25. Realimentación negativa en dos etapas a una entrada en EC.

e invertida por el transistor Q_1. Después, la etapa en contrafase proporciona la ganancia de corriente que se necesita para excitar la baja impedancia del altavoz. Nótese que el excitador CE tiene su emisor conectado a masa. Como resultado, esta etapa tiene más ganancia de tensión que la correspondiente de la figura 12-24*a*.

La resistencia R_2 hace dos cosas útiles: primero, como está conectada a una tensión continua de $+ V_{CC}/2$, esta resistencia proporciona la polarización continua para Q_1; segundo, R_2 produce una realimentación negativa para la señal de alterna. Veamos por qué: una señal positiva en la base de Q_1 produce una señal negativa en el colector de Q_1 y, por tanto, la salida del seguidor de emisor es negativa. Cuando se realimenta la base de Q_1 a través de R_2, esta señal de retorno se opone a la señal original de entrada. Esto es la realimentación negativa, que estabiliza la polarización y la ganancia de tensión de todo el amplificador.

12-8. REGULACIÓN DE TENSIÓN MEJORADA

Además de emplearse en amplificadores clase B en contrafase, un seguidor de emisor se utiliza mucho en reguladores zener. En conjunción con un diodo zener, el seguidor de emisor puede producir tensiones de salida reguladas con corrientes de salida mucho mayores.

❑ Seguidor con zener

En la Figura 12-26*a* se muestra un *seguidor con un zener,* un circuito en que se combinan un regulador zener y un seguidor de emisor. El funcionamiento

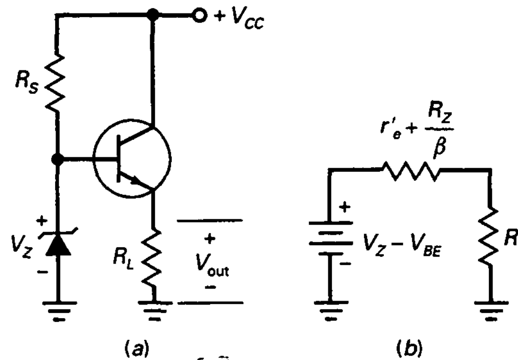


Figura 12-26. *a*) Seguidor zener; *b*) circuito equivalente para señal.

es el siguiente: la tensión zener es la entrada a la base del seguidor de emisor; por tanto, la tensión continua de salida es:

$$V_{out} = V_Z - V_{BE} \tag{12-20}$$

Esta tensión de salida es fija e igual a la tensión zener menos la caída V_{BE} del transistor. Si la tensión de la fuente cambia, la tensión zener se mantiene aproximadamente constante, y lo mismo ocurre con la tensión de salida. Es decir, el circuito se comporta como un regulador de tensión porque la tensión de salida es siempre una caída V_{BE} menor que la tensión zener.

El seguidor con zener tiene dos ventajas con respecto a un regulador zener ordinario; en primer lugar, el diodo zener de la Figura 12-26*a* tiene que producir una corriente en la carga de

$$I_B = \frac{I_{out}}{\beta_{dc}} \tag{12-21}$$

Como esta corriente de base es mucho menor que la corriente de salida, podemos usar un diodo zener mucho más pequeño.

Por ejemplo, si se desea proporcionar una corriente del orden de amperios a una resistencia de carga, un regulador zener normal requerirá un diodo zener que pueda manejar varios amperios. Sin embargo, con el regulador mejorado de la Figura 12-26*a* sólo se requerirá que el diodo zener maneje decenas de amperios.

La segunda ventaja de un seguidor con zener es su baja impedancia de salida. En un regulador zener normal, la resistencia de carga percibe una impedancia de salida aproximadamente igual a R_z, la impedancia zener. Pero en el seguidor con zener, la impedancia de salida es:

$$z_{out} = r'_e + \frac{R_z}{\beta_{dc}} \tag{12-22}$$

La Figura 12-26*b* muestra el circuito equivalente de salida. Como z_{out} normalmente es muy pequeña comparada con R_L, un seguidor de emisor puede mantener casi constante la tensión continua en la carga porque es como si la fuente fuese constante.

En resumen, el seguidor con zener proporciona la regulación de un diodo zener con la capacidad añadida de manejo de corriente de un seguidor de emisor.

❑ Regulador con dos transistores

La Figura 12-27 muestra otro regulador de tensión. La tensión continua de entrada V_{in} proviene de una fuente de alimentación no regulada, tal como un puente rectificador con filtro con condensador a la entrada. Típicamente, V_{in} tiene un rizado pico a pico de más o menos el 10 por 100 de la tensión continua. La tensión de salida final V_{out} casi no tiene rizado y su valor es prácticamente constante, incluso aunque la tensión de entrada y la corriente de la carga puedan variar en un gran rango.

¿Cómo funciona? Cualquier intento de cambio en la tensión de salida produce una tensión de alimentación amplificada que se opone al cambio original. Por ejemplo, supóngase que la tensión de salida se incrementa. Entonces, la tensión que aparece en la base de Q_1 se incrementa. Como Q_1 y Q_2 forman un amplificador en EC, la tensión de colector de Q_1 se reducirá a causa de la ganancia de tensión.

Como la tensión de colector de Q_1 se ha reducido, la tensión de la base de Q_2 se reduce. Como Q_2 es un seguidor de emisor, la tensión de salida se reducirá. En otras palabras, tenemos realimentación negativa. El incremento original en la tensión de salida produce un decremento opuesto en la tensión de salida. El efecto global es que la tensión de salida se incrementa sólo ligeramente, mucho menos de lo que lo haría sin la realimentación negativa.

De la misma manera, si la tensión de salida trata de reducirse, aparece menos tensión en la base de Q_1, aparece más tensión en el colector de Q_1 y aparece más tensión en el emisor de Q_2.

De nuevo tenemos una tensión de retorno que se opone al cambio original en la tensión de salida. Por tanto, la tensión de salida decrecerá sólo un poco, mucho menos de lo que lo haría sin la realimentación negativa.

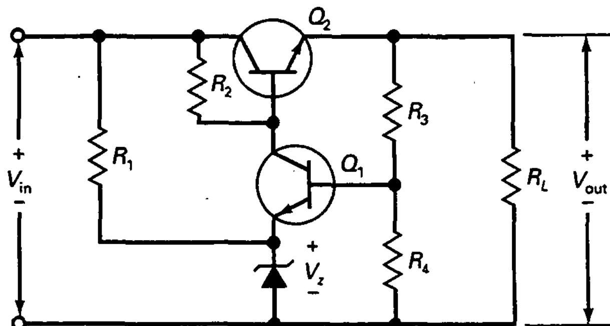


Figura 12-27. Transistor regulador de tensión.

A causa del diodo zener, la tensión del emisor de Q_1 es igual a V_Z. La tensión de la base de Q_1 es una caída V_{BE} mayor. Por tanto, la tensión a través de R_4 es:

$$V_4 = V_Z + V_{BE}$$

Con la ley de Ohm, la corriente a través de R_4 es:

$$I_4 = \frac{V_Z + V_{BE}}{R_4}$$

Como la corriente circula a través de R_3 en serie con R_4, la tensión de salida es:

$$V_{out} = I_4(R_3 + R_4)$$

Después de expandir, se obtiene la siguiente expresión:

$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}(V_Z + V_{BE}) \tag{12-23}$$

EJEMPLO 12-14

En la Figura 12-28 se muestra el regulador zener como se dibuja habitualmente en los esquemas. ¿Cuál es la tensión de salida? Si $\beta_{dc} = 80$, ¿cuánto vale la corriente que circula por el diodo zener?

SOLUCIÓN

La tensión de salida es aproximadamente:

$$V_{out} = 10\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 9{,}3\text{ V}$$

Con una resistencia de carga de 15 Ω, la corriente en la carga es:

$$I_{out} = \frac{9{,}3\text{ V}}{15\ \Omega} = 0{,}62\text{ A}$$

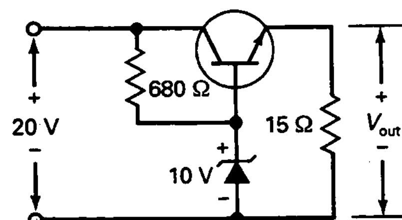


Figura 12-28. Ejemplo.

La corriente por la base es:

$$I_B = \frac{0{,}62\ \text{A}}{100} = 6{,}2\ \text{mA}$$

La corriente por la resistencia en serie es:

$$I_S = \frac{20\ \text{V} - 10\ \text{V}}{680\ \Omega} = 14{,}7\ \text{mA}$$

La corriente zener es:

$$I_Z = 14{,}7\ \text{mA} - 6{,}2\ \text{mA} = 8{,}5\ \text{mA}$$

EJEMPLO 12-15

¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 12-29?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (12-23):

$$V_{out} = \frac{2\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega}(6{,}2\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}) = 20{,}7\ \text{V}$$

También se puede resolver el problema de la siguiente forma. La corriente a través de la resistencia de 1 kΩ es:

$$I_4 = \frac{6{,}2\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 6{,}9\ \text{mA}$$

La corriente circula a través de una resistencia total de 3 kΩ, lo que significa que la tensión de salida vale:

$$V_{out} = (6{,}9\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega) = 20{,}7\ \text{V}$$

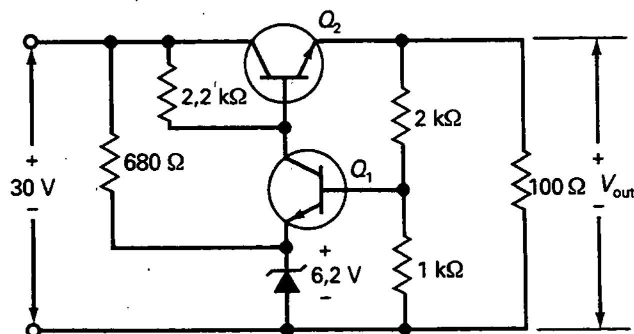


Figura 12-29. Ejemplo.

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 12-1. Amplificador en CC

Un amplificador CC, mejor conocido como un seguidor de emisor, tiene su colector como una masa de alterna. La señal de entrada excita la base y la señal de salida viene del emisor. Como está fuertemente estabilizado, un seguidor de emisor tiene una ganancia de tensión estable, una impedancia de entrada alta y una baja distorsión.

Sección 12-2. Impedancia de salida

La impedancia de salida de un amplificador es la misma que su impedancia de Thevenin. Un seguidor de emisor tiene una impedancia de salida baja. La ganancia de corriente de un transistor transforma la impedancia de la fuente que excita la base a un valor mucho más bajo cuando se ve desde el emisor.

Sección 12-3. Máxima excursión de salida

La tensión de alimentación V_{CC} es el límite absoluto en la tensión de salida pico a pico. La tensión de pico es la más pequeña de entre el $I_{CQ}r_e$ o V_{CEQ}. La máxima excursión de salida es dos veces el pico de salida.

Sección 12-4. Conexiones Darlington

Dos transistores se pueden conectar como un par Darlington. El emisor del primero se conecta a la base del segundo. Esta conexión produce una ganancia de corriente igual al producto de las ganancias de corriente individuales.

Sección 12-5. Seguidor de emisor en clase B en contrafase

El funcionamiento en clase B proporciona un mayor rendimiento que el funcionamiento en clase A. En el seguidor de emisor clase B en contrafase se emplean transistores complementarios *npn* y *pnp*. El transistor *npn* conduce durante un semiciclo, mientras el transistor *pnp* conduce durante el otro semiciclo.

Sección 12-6. Polarización de amplificadores clase B

Para evitar la distorsión en el cruce por cero, los transistores de un amplificador en clase B en contrafase tienen una pequeña corriente continua. Con una polarización por medio de un divisor de tensión, el punto Q es inestable y puede producirse el escape térmico. La polarización con diodos es preferible a la polarización por medio de divisor de tensión, porque produce un punto Q estable en un gran rango de temperaturas.

Sección 12-7. Excitación para un amplificador en clase B

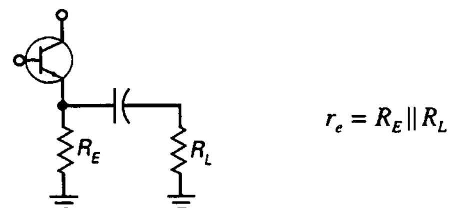
En vez de utilizar condensadores para acoplar la señal a la etapa de salida, se utiliza una etapa excitadora de acoplo directo. La corriente de colector de la etapa excitadora fija la corriente por los diodos de compensación.

Sección 12-8. Regulación de tensión

Combinando un diodo zener y un seguidor de emisor obtenemos un seguidor zener. Este circuito produce tensión de salida regulada con corrientes de carga grandes. La ventaja es que la corriente zener es mucho menor que la corriente por la carga. Añadiendo una etapa de ganancia de tensión se puede producir una gran tensión de salida regulada.

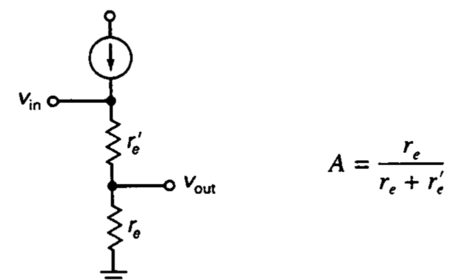
DEFINICIONES

(12-1) Resistencia de emisor AC:

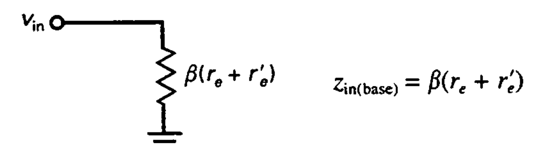


DERIVACIONES

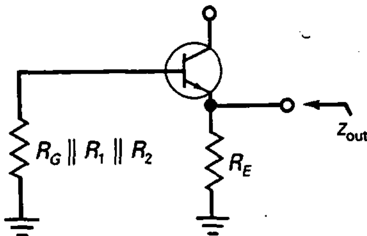
(12-2) Ganancia de tensión del seguidor de emisor:



(12-3) Impedancia de entrada de la base de un seguidor de emisor:

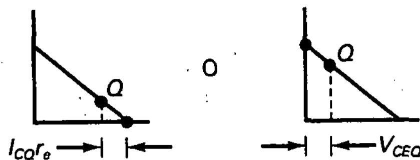


(12-5) Impedancia de salida del seguidor de emisor:



$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right)$$

(12-10) Pico máximo del seguidor de emisor:



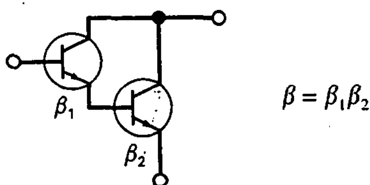
MP = $I_{CQ}r_e$
o
MP = V_{CEQ}

(12-11) MPP del seguidor de emisor:



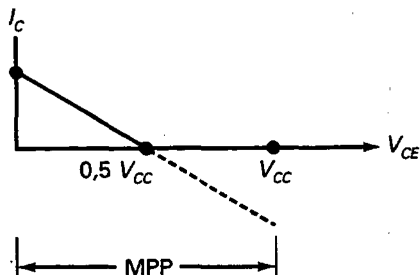
MPP = 2MP

(12-13) Ganancia de corriente del Darlington:



$$\beta = \beta_1 \beta_2$$

(12-15) Máxima salida en clase B:



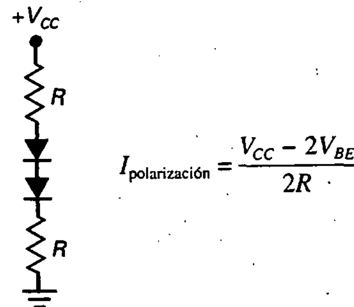
MPP = V_{CC}

(12-18) Potencia en el transistor clase B:



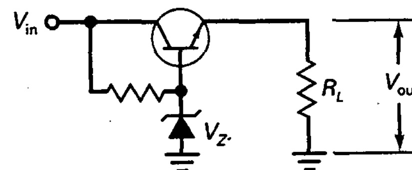
$$P_{D(máx)} = \frac{MPP^2}{40R_L}$$

(12-19) Polarización en clase B:



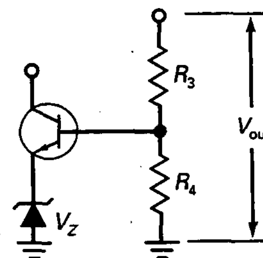
$$I_{polarización} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R}$$

(12-20) Seguidor con zener:



$$V_{out} = V_Z - V_{BE}$$

(12-23) Regulador de tensión:



$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}(V_Z + V_{BE})$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Un seguidor de emisor tiene una ganancia de tensión que es
   a) Mucho menor que 1
   b) Aproximadamente igual a 1
   c) Mayor que 1
   d) 0
2. La resistencia total para señal de emisor de un seguidor de emisor es igual a
   a) r'_e c) $r_e + r'_e$
   b) r_e d) R_E
3. La impedancia de entrada de la base de un seguidor de emisor normalmente
   a) Es pequeña
   b) Es grande
   c) Está en cortocircuito hacia masa
   d) Está en circuito abierto
4. La corriente continua de emisor de un seguidor de emisor clase A es
   a) La misma que la corriente alterna de emisor
   b) V_E dividido entre R_E
   c) V_C dividido entre R_C
   d) La misma que la corriente por la carga
5. La tensión alterna en la base de un seguidor de emisor aparece en
   a) El diodo emisor
   b) La resistencia para continua de emisor
   c) La resistencia de carga
   d) El diodo emisor y la resistencia externa para señal de emisor
6. La tensión de salida de un seguidor de emisor aparece en
   a) El diodo emisor
   b) La resistencia para continua de colector
   c) La resistencia de carga
   d) El diodo emisor y la resistencia externa para señal de emisor
7. Si $\beta = 200$ y $r_e = 150\ \Omega$, la impedancia de la base es
   a) 30 kΩ c) 3 kΩ
   b) 600 Ω d) 5 Ω
8. La tensión de entrada a un seguidor de emisor es
   a) Menor que la tensión del generador
   b) Igual a la tensión del generador
   c) Mayor que la tensión del generador
   d) Igual a la tensión de la fuente
9. La corriente alterna de emisor es casi igual a
   a) V_G dividida entre r_e
   b) v_{in} dividida entre r'_e
   c) V_G dividida entre r'_e
   d) v_{in} dividida entre r_e
10. La tensión de salida de un seguidor de emisor es aproximadamente
    a) 0 c) v_{in}
    b) V_G d) V_{CC}
11. La recta de carga para señal de un seguidor de emisor habitualmente es
    a) La misma que la recta de carga para continua
    b) Más horizontal que la recta de carga para continua
    c) Más inclinada que la recta de carga para continua
    d) Vertical
12. Si la tensión de entrada a un seguidor de emisor es demasiado grande, la tensión de salida
    a) Será menor c) Será igual
    b) Será mayor d) Estará recortada
13. Si el punto Q se halla en el centro de la recta de carga para continua, el recorte ocurrirá primero en
    a) La excursión a la izquierda de la tensión
    b) La oscilación hacia arriba de la corriente
    c) El semiciclo positivo de entrada
    d) El semiciclo negativo de entrada
14. Si un seguidor de emisor tiene $V_{CEQ} = 5$ V, $I_{CQ} = 1$ mA y $r_e = 1$ kΩ, la máxima excursión de salida no recortada es
    a) 1 V c) 5 V
    b) 2 V d) 10 V
15. Si la resistencia de carga de un seguidor de emisor es muy grande, la resistencia externa para señal de emisor es igual a
    a) La resistencia del generador
    b) La impedancia de la base
    c) La resistencia para continua de emisor
    d) La resistencia para continua de colector
16. Si un seguidor de emisor tiene $r'_e = 10\ \Omega$ y $r_e = 90\ \Omega$, entonces la ganancia de tensión es aproximadamente
    a) 0 c) 0,9
    b) 0,5 d) 1
17. Si de un seguidor de emisor sale una onda cuadrada, este hecho implica
    a) Que no hay recorte
    b) Recorte en saturación
    c) Recorte en el punto de corte
    d) Recorte en ambos picos
18. Un transistor Darlington tiene
    a) Una impedancia de entrada muy pequeña
    b) Tres transistores
    c) Una ganancia de corriente muy grande
    d) Una sola caída V_{BE}

19. La recta de carga para señal del seguidor de emisor es
   a) La misma que la recta de carga para continua
   b) Distinta de la recta de carga para continua
   c) Horizontal
   d) Vertical
20. Si la tensión del generador es de 5 mV en un seguidor de emisor, entonces la tensión de salida en la carga es aproximadamente
   a) 5 mV c) 0,25 V
   b) 150 mV d) 0,5 V
21. Si la resistencia de carga en la Figura 12-1*a* se pone en cortocircuito, ¿cuáles de los siguientes valores serán distintos de sus valores normales?
   a) Sólo las tensiones alternas
   b) Sólo las tensiones continuas
   c) Tanto las tensiones continuas como las alternas
   d) Ni las tensiones continuas ni las alternas
22. Si R_1 está en circuito abierto en un seguidor de emisor, ¿cuál de las afirmaciones siguientes es cierta?
   a) La tensión continua de base es V_{CC}
   b) La tensión continua de colector es cero
   c) La tensión de salida es normal
   d) La tensión continua de base es cero
23. En general, la distorsión en un seguidor de emisor es
   a) Muy pequeña c) Grande
   b) Muy grande d) Inaceptable
24. La distorsión en un seguidor de emisor es
   a) Rara vez pequeña
   b) A menudo grande
   c) Siempre pequeña
   d) Grande cuando se produce el recorte
25. Si una etapa en EC está directamente acoplada a un seguidor de emisor, ¿cuántos condensadores de acoplo hay entre las dos etapas?
   a) 0 c) 2
   b) 1 d) 3
26. Un transistor Darlington tiene una β de 8.000. Si $R_E = 1\ k\Omega$ y $R_L = 100\ \Omega$, la impedancia de entrada de la base es aproximadamente
   a) 8 kΩ c) 800 kΩ
   b) 80 kΩ d) 8 MΩ
27. Los transistores en un seguidor de emisor clase B en contrafase están polarizados en o cerca de
   a) El corte
   b) El centro de la recta de carga para continua
   c) La saturación
   d) El centro de la recta de carga para señal
28. El escape térmico es
   a) Bueno para los transistores
   b) Siempre deseable
   c) Útil a veces
   d) En general destructivo
29. La resistencia para señal de los diodos de compensación
   a) Se debe tener en cuenta
   b) En general es tan pequeña que se puede ignorar
   c) Compensa los cambios debidos a las variaciones de la temperatura
   d) Es muy grande
30. Una corriente pequeña en el punto *Q* es necesaria en los amplificadores clase B en contrafase para evitar
   a) El escape térmico
   b) La destrucción de los diodos de compensación
   c) La distorsión en el cruce por cero
   d) Un excesivo consumo de corriente
31. La corriente zener en un seguidor con zener es
   a) Igual a la corriente de salida
   b) Menor que la corriente de salida
   c) Mayor que la corriente de salida
   d) Propensa al escape térmico
32. En el regulador de tensión con dos transistores, la tensión de salida
   a) Está regulada
   b) Tiene un rizado mucho menor que la tensión de entrada
   c) Es mayor que la tensión zener
   d) Todo lo anterior
33. Para que un seguidor de emisor clase B en contrafase funcione apropiadamente, los diodos de emisor deben
   a) Ser capaces de controlar la corriente en el punto *Q*
   b) Tener una limitación de potencia mayor que la potencia de salida
   c) Tener una ganancia de tensión de 1
   d) Igualarse a los diodos de compensación
34. El rendimiento máximo en un amplificador en clase B en contrafase es
   a) 25 por 100 c) 78,5 por 100
   b) 50 por 100 d) 100 por 100
35. La resistencia de emisor para señal de un seguidor de emisor
   a) Es igual a la resistencia de emisor para continua
   b) Es mayor que la resistencia de carga
   c) No tiene efecto en MPP
   d) Es normalmente menor que la resistencia de carga

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje el diagrama esquemático de un seguidor de emisor. Explique por qué este circuito se usa tanto en amplificadores de potencia y reguladores de tensión.

2. Exlique todo lo que sepa sobre la impedancia de salida de un seguidor de emisor.
3. Dibuje un par Darlington y explique por qué la ganancia de corriente total es el producto de las ganancias de corriente individuales.
4. Dibuje el esquema de un seguidor de emisor clase B en contrafase usando diodos de polarización complementarios. Describa el funcionamiento del circuito y comente sobre distorsión en el cruce por cero, máxima excursión de tensión a la salida y rendimiento.
5. Dibuje un seguidor con zener y explique por qué regula la tensión de salida contra cambios en la tensión de entrada.
6. ¿Cuál es la ganancia de tensión de un seguidor de emisor? Si es el caso, ¿en qué aplicaciones tal circuito podría ser útil?
7. Explique por qué un par Darlington tiene una ganancia de potencia mayor que un único transistor.
8. ¿Por qué son tan importantes los circuitos «seguidores» en los circuitos acústicos?
9. ¿Qué es la distorsión en el cruce por cero? ¿Cómo se puede eliminar?
10. ¿Cuál es la ganancia de tensión para señal aproximada en un amplificador en CC?
11. ¿Cuál es el otro nombre para un amplificador en colector común
12. ¿Cuál es la relación entre la fase de una señal alterna (salida a entrada) y un amplificador en colector común?
13. Si un técnico mide una ganancia de tensión unidad (tensión de salida dividida por tensión de entrada) en un amplificador en CC, ¿cuál es su problema?
14. El amplificador Darlington se usa en el amplificador de potencia final de la mayoría de los amplificadores de audio de alta calidad porque incrementa la ganancia de potencia. ¿Cómo se incrementará la potencia en un amplificador Darlington?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 12-1. Amplificador en CC

12-1. En la Figura 12-30, ¿cuánto vale la impedancia de entrada de la base si $\beta = 200$? ¿Y la impedancia de entrada de la etapa?

12-2. Si $\beta = 150$ en la Figura 12-30, ¿cuál es la tensión de entrada al seguidor de emisor?

12-3. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la Figura 12-30? Si $\beta = 175$, ¿cuál es la tensión en la carga para señal?

12-4. ¿Cuánto vale la tensión de entrada en la Figura 12-30 si β fluctúa en un intervalo de 50 a 300?

12-5. Todas las resistencias se duplican en el circuito de la Figura 12-30. ¿Qué sucederá con la impedancia de entrada de la etapa si $\beta = 150$? ¿Y con la tensión de entrada?

12-6. ¿Cuánto vale la impedancia de entrada de la base si $\beta = 200$ en la Figura 12-31? ¿Y la impedancia de entrada de la etapa?

12-7. Si $\beta = 150$ y $v_{in} = 1$ V en la Figura 12-31, ¿cuál es la tensión de entrada al seguidor de emisor?

12-8. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la Figura 12-31? Si $\beta = 175$, ¿cuál es la tensión en la carga para señal?

Sección 12-2. Impedancia de salida

12-9. ¿Cuál es la impedancia de salida en la Figura 12-30 si $\beta = 200$?

12-10. ¿Cuál es la impedancia de salida en la Figura 12-31 si $\beta = 150$?

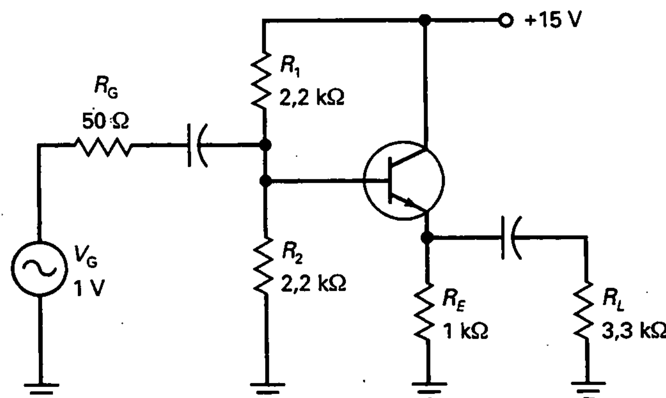


Figura 12-30

Sección 12-3. Excursión máxima de salida

12-11. ¿Cuáles son los valores de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_e en la Figura 12-30?

12-12. ¿Cuál es la máxima tensión de salida pico a pico en la Figura 12-30?

12-13. ¿Cuáles son los valores de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_e en la Figura 12-31?

12-14. ¿Cuál es la máxima tensión de salida pico a pico en la Figura 12-31?

Sección 12-4. Conexiones Darlington

12-15. Si el par Darlington de la Figura 12-32 tiene una ganancia de corriente total de 5.000, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base Q_1?

12-16. En la Figura 12-32, ¿cuál es la tensión alterna de entrada a la base Q_1 si el par Darlington tiene una corriente total de 7.000?

12-17. Ambos transistores tienen una β de 150 en el circuito de la Figura 12-33. ¿Cuánto vale la impedancia de entrada de la primera base?

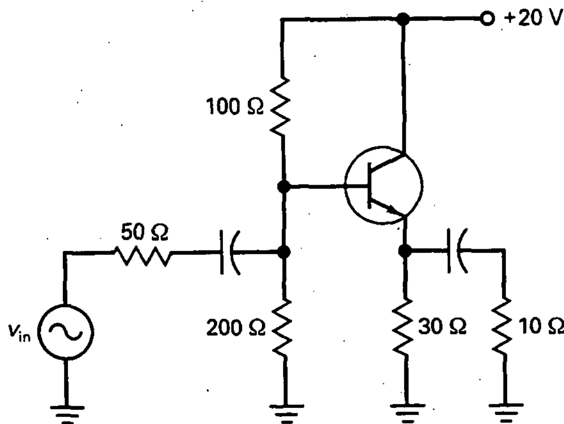


Figura 12-31

12-18. En la Figura 12-33, ¿cuál es la tensión alterna de entrada a la base Q_1 si el par Darlington tiene una corriente total de 2.000?

Sección 12-5. Seguidor de emisor Clase B en contrafase

12-19. La recta de carga para señal de un seguidor de emisor clase B en contrafase tiene una tensión de corte de 12 V. ¿Cuál es el MPP?

12-20. Un seguidor de emisor clase B en contrafase tiene una $R_L = 150\ \Omega$ y $r'_e = 5\ \Omega$. ¿Cuál es la ganancia de tensión?

12-21. $R_L = 220\ \Omega$ y $r'_e = 7\ \Omega$ en un seguidor de emisor clase B en contrafase. ¿Cuál es la impedancia de entrada de la base si $\beta = 60$?

12-22. ¿Cuál es la máxima disipación de potencia en cada transistor de la Figura 12-34?

12-23. ¿Cuál es la máxima potencia de salida en la Figura 12-34?

Sección 12-6. Polarización de amplificadores clase B

12-24. ¿Cuál es la corriente de polarización de colector en el circuito de la Figura 12-35?

12-25. En la Figura 12-35, ¿cuál es el máximo rendimiento del amplificador?

12-26. Si las resistencias de polarización de la Figura 12-35 se cambian a 1 kΩ, ¿cuál es la corriente de polarización del colector? ¿Y el rendimiento del amplificador?

Sección 12-8. Regulación de tensión

12-27. El transistor de la Figura 12-36 tiene una ganancia de corriente de 150. Si el 1N958 tiene una tensión zener de 7,5 V, ¿cuál es la tensión de salida? ¿Y la corriente zener?

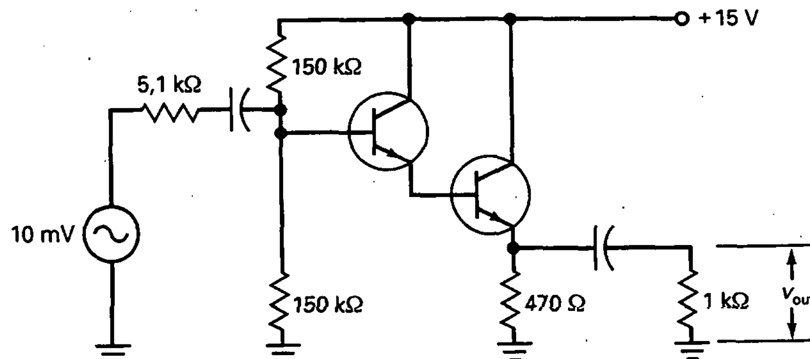


Figura 12-32

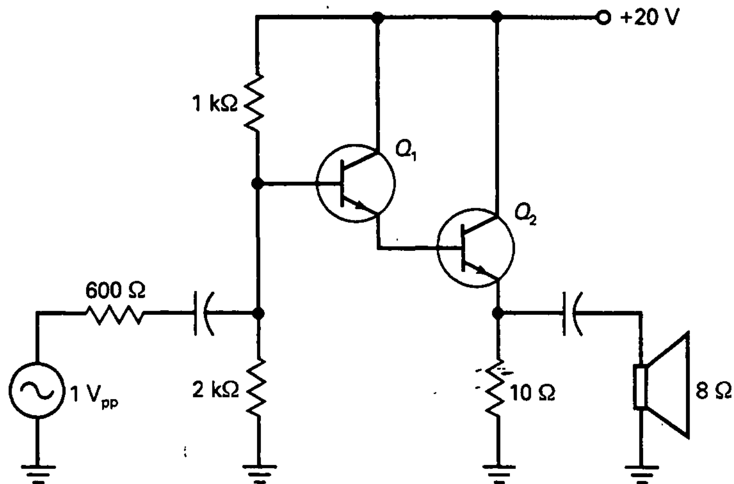


Figura 12-33

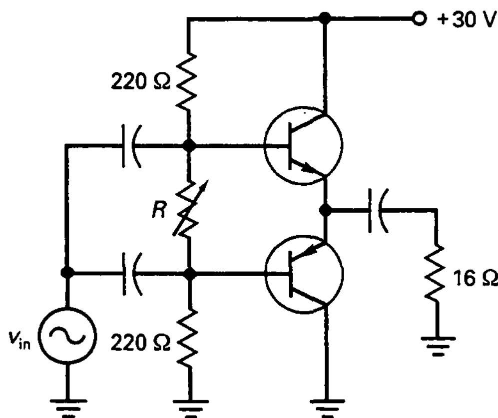


Figura 12-34

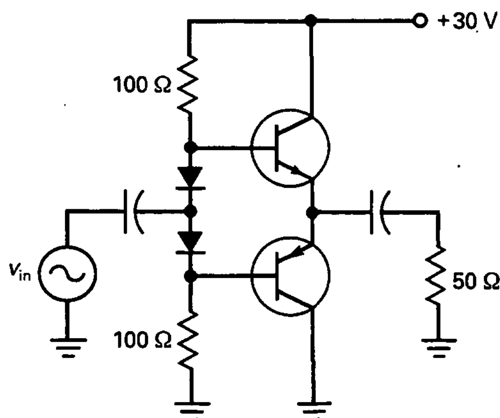


Figura 12-35

12-28. Si la tensión de entrada de la Figura 12-36 cambia a 25 V, ¿cuál es la tensión de salida? ¿Y la corriente zener?

12-29. El potenciómetro de la Figura 12-37 puede variar de 0 a 1 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida cuando el potenciómetro está en su posición central?

12-30. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 12-37 si el potenciómetro está al máximo? ¿Y si está al mínimo?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

12-31. En la Figura 12-36, ¿cuál es la potencia disipada del transistor si la ganancia de corriente es 100 y la tensión zener es 7,5 V?

12-32. En la Figura 12-38*a*, el transistor tiene una β_{dc} de 150. Calcule los siguientes valores de continua: V_B, V_E, V_C, I_E, I_C e I_B.

12-33. Si una señal de entrada con un valor pico a pico de 5 mV excita el circuito de la Figura 12-38*a*, ¿cuáles son las dos tensiones alternas

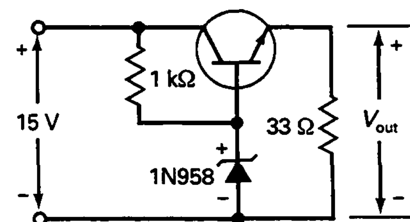


Figura 12-36

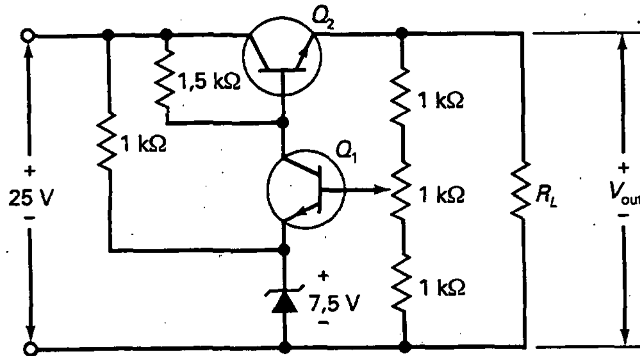


Figura 12-37

de salida? ¿Para qué cree el lector que puede servir este circuito?

12-34. En la Figura 12-38*b* se muestra un circuito en el que la tensión de control puede estar entre 0 V o + 5 V. Si la tensión de entrada de audio es de 10 mV pico a pico, ¿cuánto valdrá la tensión de salida de audio cuando la tensión de control sea de 0 V? ¿Y cuando la tensión de control sea de + 5 V? ¿Para qué cree el lector que está diseñado este circuito?

12-35. ¿Cuál es la máxima potencia de salida en la Figura 12-39?

12-36. En la Figura 12-39, ¿cuál es la ganancia de tensión de la primera etapa si $\beta = 200$?

12-37. Si Q_3 y Q_4 tienen ganancias de corriente de 200 en la Figura 12-39, ¿cuál es la ganancia de tensión de la segunda etapa?

12-38. ¿Cuál es la corriente de polarización de colector en la Figura 12-39?

12-39. ¿Cuál es la ganancia de tensión total para el amplificador de 3 etapas de la Figura 12-39?

DETECTOR DE AVERÍAS

Emplee la Figura 12-40 para los problemas restantes. En este detector de averías se miden sólo tensiones alternas. El cuadro grande titulado «Milivoltios» contiene las mediciones de las tensiones alternas expresadas en milivoltios. Por ejemplo, la muestra C_4 tiene un valor de 50, equivalente a 50 mV. Para este ejercicio, todas las resistencias funcionan correctamente. Los fallos se limitan a condensadores en circuito abierto, cables de conexión en circuito abierto y transistores en circuito abierto.

12-40. Localice los fallos de T1 a T3.

12-41. Localice los fallos de T4 a T7.

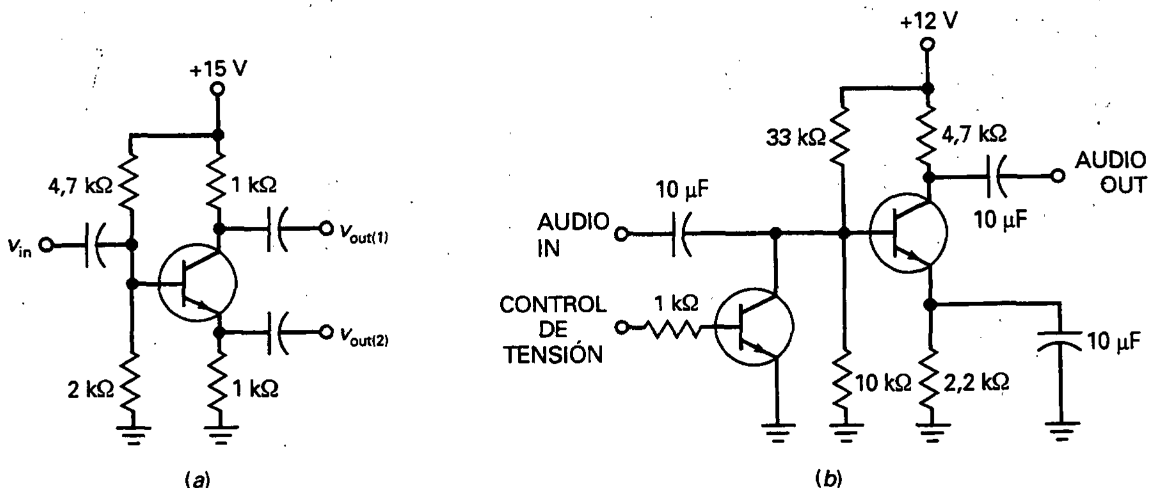


Figura 12-38

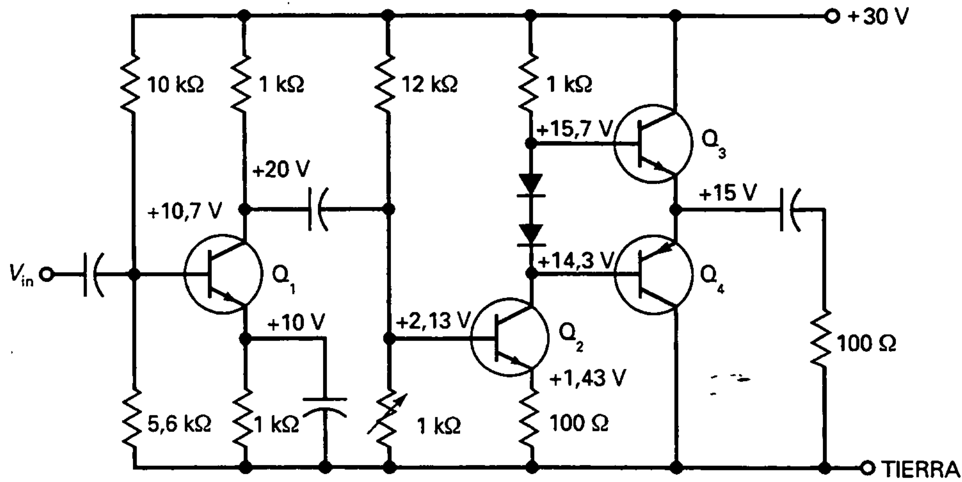
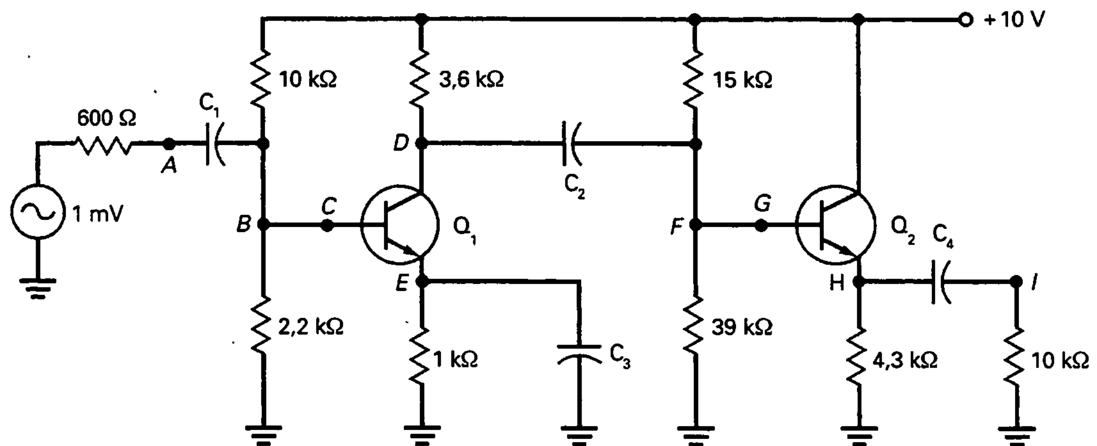


Figura 12-39



	OK	T1	T2	T3
V_A	B2	A2	G7	A3
V_B	G7	C5	C5	A7
V_C	D4	D4	B7	D3
V_D	C6	D2	B3	E2
V_E	D5	B4	B3	E2
V_F	A6	C6	D2	G2
V_G	F5	G1	B6	B6
V_H	B3	A6	A7	G6
V_I	G1	E2	B4	B4

	T4	T5	T6	T7
V_A	C2	E7	B2	C5
V_B	A1	B5	C1	A2
V_C	E7	E2	B7	C1
V_D	C3	C7	A4	B3
V_E	B5	B6	E2	A7
V_F	C3	E5	C7	D7
V_G	B1	B4	D3	B3
V_H	E4	A7	A7	D3
V_I	A5	F4	D5	G2

	1	2	3	4	5	6	7
A	0,75	0,6	1	95	2	70	0
B	2	0,6	70	0	0,75	0	0,6
C	0,6	0,75	2	50	0,6	70	0
D	95	70	0	0,6	0	32	70
E	0,75	0	14	2	0	70	0,75
F	95	95	70	0	70	19	3
G	70	0	39	2	28	0	0,6

MILIVOLTIOS

Figura 12-40

CAPÍTULO 13

JFET

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Describir la construcción básica del JFET y dibujar un esquema que muestre cómo se polariza normalmente.
- ➤ Identificar y describir las regiones significativas de las curvas de salida y de las curvas de transferencia de un JFET.
- ➤ Calcular la tensión de estrangulamiento proporcional y determinar cuál es la zona de funcionamiento del JFET.
- ➤ Calcular la transconductancia y usarla para obtener la ganancia en amplificadores JFET.
- ➤ Describir algunas aplicaciones de los JFET como interruptores, resistencias variables y muestreadores.

VOCABULARIO

- autopolarización
- conexión de puerta
- control automático de ganancia
- drenador
- interruptor serie
- interruptor paralelo
- muestreador
- multiplexado
- polarización con fuente de corriente
- polarización de puerta
- puerta
- semiconductor óxido-metal
- seguidor de fuente
- tensión de corte puerta-fuente
- tensión de estrangulamiento
- transconductancia
- transistor de efecto campo (FET)
- zona óhmica

El transistor bipolar basa su funcionamiento en dos tipos de carga: electrones y huecos. Por este motivo se denomina bipolar: el prefijo *bi* significa «dos». En este capítulo hablaremos de otro tipo de transistor llamado transistor de efecto de campo (FET). Este tipo de dispositivo es unipolar porque su funcionamiento depende sólo de un tipo de carga, ya sea en electrones libres o huecos. En otras palabras, el FET tiene portadores mayoritarios pero no minoritarios.

Para la mayoría de las aplicaciones lineales, el dispositivo más usado es el transistor bipolar. Pero hay algunas aplicaciones lineales en las cuales el FET es el más apropiado, ya que tiene una alta impedancia de entrada y otras propiedades. Por otra parte, el FET es el dispositivo preferido para aplicaciones en las que funciona como interruptor. ¿Por qué? Porque no hay portadores minoritarios en un FET. Como resultado, puede cortar más rápidamente, ya que no existe carga almacenada que deba eliminar de la unión.

Hay dos tipos de transistores unipolares: JFET y MOSFET. En este capítulo trataremos el transistor de efecto campo de unión (JFET) y sus aplicaciones. El siguiente capítulo trata del semiconductor óxido-metal FET (MOSFET) y sus aplicaciones.

13-1. IDEAS BÁSICAS

La Figura 13-1*a* muestra una sección de semiconductor tipo *n*. El extremo inferior se llama *fuente (source)* y el superior *drenador (drain)*. La fuente de alimentación V_{DD} obliga a los electrones libres a circular desde la fuente hacia el drenador. Para producir un JFET, el fabricante difunde dos áreas de semiconductor tipo *p* en el semiconductor tipo *n*, como se muestra en la Figura 13-1*b*. Estas dos áreas *p* están conectadas internamente para tener un solo terminal de conexión externo llamado *puerta (gate)*.

❑ Efecto de campo

La Figura 13-2 muestra la manera normal de polarizar un JFET. La tensión de alimentación del drenador es positiva y la de la puerta negativa. El término *efecto de campo* se relaciona con las zonas de deplexión que rodean a cada zona *p*. Las uniones entre cada zona *p* y las zonas *n* tienen capas de deplexión debido a que los electrones libres se difunden desde las zonas *n* en las zonas *p*. La recombinación de los electrones libres y los huecos crea las zonas de deplexión mostradas por las áreas sombreadas.

❑ Corriente de puerta

En la Figura 13-2, la puerta tipo *p* y la fuente tipo *n* forman el diodo puerta-fuente. En un JFET siempre polarizamos en inversa el diodo puerta-fuente. Debido a la polarización inversa, la corriente de puerta I_G es aproximadamente cero, o lo que es equivalente, un JFET tiene una resistencia de entrada casi infinita.

Un JFET típico tiene una resistencia de entrada de cientos de megaohmios. Ésta es la gran ventaja que tiene un JFET sobre un transistor bipolar. Y es la razón de que los JFET sean excelentes en aplicaciones en las que se requiere una gran impedancia de entrada. Una de las aplicaciones más importantes del JFET es el *seguidor de fuente*, circuito análogo al seguidor de emisor, excepto en que su impedancia de entrada es del orden de cientos de megaohmios para frecuencias bajas.

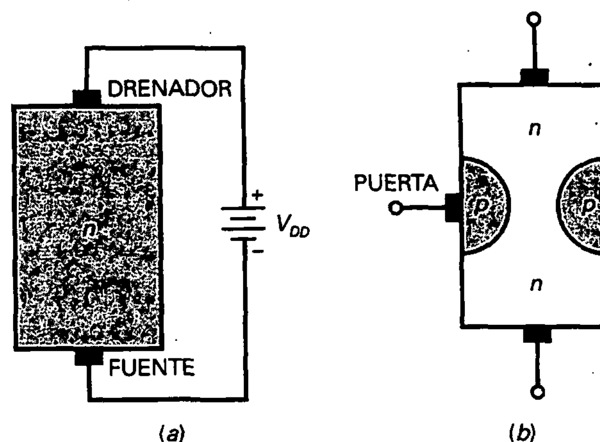


Figura 13-1. *a*) Parte del JFET; *b*) JFET de puerta única.

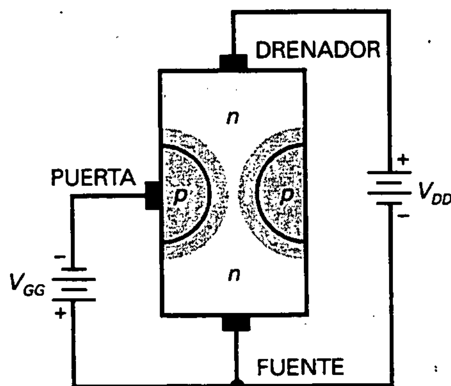


Figura 13-2. Polarización normal del JFET.

❑ La tensión de puerta controla la corriente de drenador

En la Figura 13-2, los electrones que circulan desde la fuente hacia el drenador deben pasar a través del estrecho *canal* situado entre las dos zonas de deplexión. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta, más se expande la capa de deplexión y más estrecho será el canal de conducción. En otras palabras, la tensión de puerta puede controlar la corriente a través del canal. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta, menor será la corriente entre la fuente y el drenador.

El JFET actúa como un dispositivo controlado por tensión, ya que una tensión de entrada controla una corriente de salida. En un JFET, la tensión puerta-fuente V_{GS} determina cuánta corriente circula entre la fuente y el drenador. Cuando V_{GS} es cero, la corriente máxima de drenador circula a través del JFET. Por otra parte, si V_{GS} es suficientemente negativa, las capas de deplexión entran en contacto y la corriente se corta.

❑ Símbolo eléctrico

El JFET de la Figura 13-2 se llama *JFET de canal n* debido a que el canal entre la fuente y el drenador está hecho de semiconductor tipo *n*. La Figura 13-3*a* muestra el símbolo eléctrico de un JFET de canal *n*. En muchas aplicaciones de baja frecuencia, la fuente y el drenador son intercambiables debido a que se puede usar uno de los terminales como fuente y el otro como drenador.

Los terminales de fuente y drenador no son intercambiables para frecuencias altas. Casi siempre, el fabricante minimiza la capacidad interna en el lado del drenador del JFET. En otras palabras, la capacidad entre la puerta y el drenador es menor que la capacidad entre la fuente y el drenador. El lector aprenderá más acerca de las capacidades internas posteriormente.

La Figura 13-3*b* muestra un símbolo alternativo para un JFET de canal *n*. Este símbolo con puerta desplazada es preferido por muchos inge-

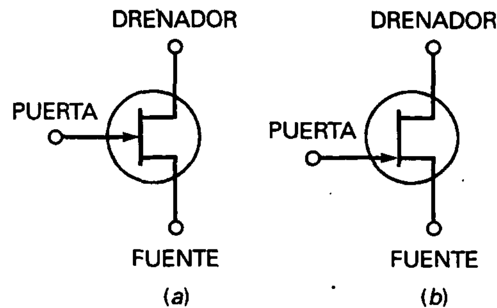


Figura 13-3. *a*) Símbolo eléctrico; *b*) símbolo con puerta desplazada.

nieros y técnicos. La posición del terminal de la puerta se desplaza al final del dispositivo, una ventaja definitiva en circuitos complicados con muchas etapas.

Existe también un JFET de canal *p*. El símbolo eléctrico de un JFET de canal *p* es similar al del JFET de canal *n*, excepto en que la flecha de la puerta apunta desde el canal hacia la puerta. La acción de un JFET de canal *p* es complementaria, lo que significa que todas las tensiones y corrientes están invertidas.

EJEMPLO 13-1

En el Apéndice se presenta la hoja de características de un MPF102. Si suponemos una corriente de puerta de 2 nA cuando la tensión de puerta inversa es de 15 V, ¿cuál es la resistencia de entrada en continua del dispositivo?

SOLUCIÓN

Usamos la ley de Ohm para calcularlo:

$$R_{in} = \frac{15\text{ V}}{2\text{ nA}} = 7.500\text{ M}\Omega$$

13-2. CARACTERÍSTICAS DE SALIDA

En la Figura 13-4*a* se muestra un JFET con tensiones de polarización normales. En este circuito, la tensión de puerta-fuente V_{GS} es igual a la tensión de alimentación de la puerta V_{GG}, y la tensión de drenador-fuente V_{DS} es igual a la tensión de alimentación de drenador V_{DD}.

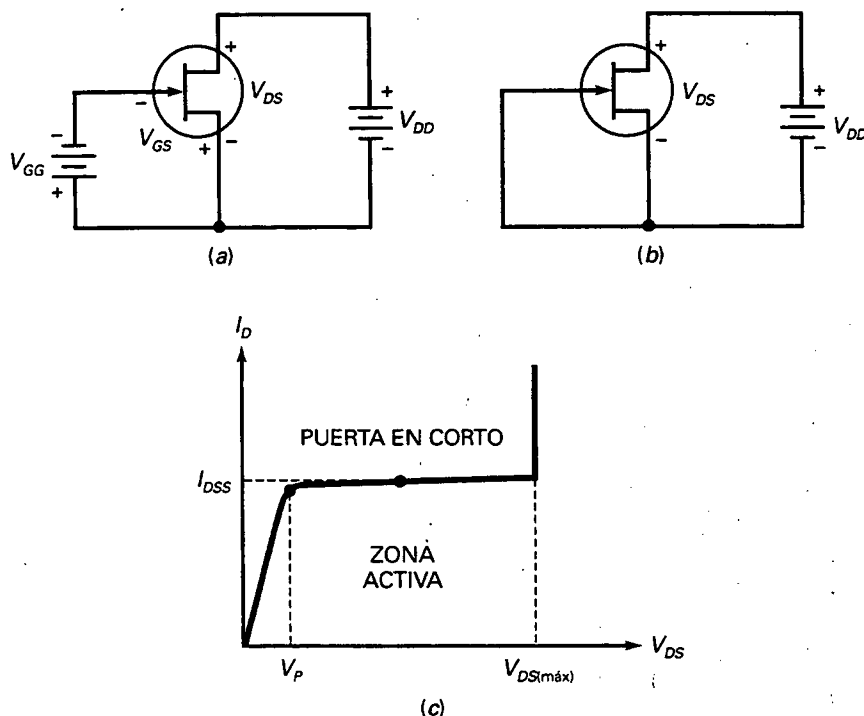


Figura 13-4. *a*) Polarización normal; *b*) tensión cero en puerta; *c*) corriente de drenador en corto con puerta.

❑ Corriente de drenador máxima

Si cortocircuitamos la puerta con la fuente, como se muestra en la Figura 13-4*b*, conseguiremos la corriente de drenador máxima, ya que $V_{GS} = 0$. La Figura 13-4*c* muestra la gráfica de corriente de drenador I_D frente a tensión drenador-fuente V_{DS} para esta situación de cortocircuito en al puerta. La corriente de drenador se incrementa rápidamente al principio y luego se estabiliza y se hace casi horizontal cuando V_{DS} es mayor que V_P.

¿Cuándo empieza a ser constante la corriente de drenador? Cuando V_{DS} aumenta, las capas de deplexión se expanden. Cuando $V_{DS} = V_P$, las capas de deplexión están casi tocándose. El estrecho canal de conducción, por lo tanto, se cierra e impide posteriores aumentos de corriente. Es por esto que la corriente tenga un límite superior en I_{DSS}.

La zona activa del JFET se localiza entre una tensión mínima V_P y una tensión máxima $V_{DS(máx)}$. La tensión mínima V_P, se denomina *tensión de estrangulamiento*, y la tensión máxima $V_{DS(máx)}$ se llama *tensión de ruptura*. Entre el estrangulamiento y la ruptura, el JFET actúa aproximadamente como una fuente de corriente con un valor de I_{DSS} con $V_{GS} = 0$.

I_{DSS} representa la corriente desde el drenador hacia la fuente con la puerta en cortocircuito. Ésta es la corriente de drenador máxima que un JFET puede conducir. Todas las hojas de características de los JFET dan el valor de I_{DSS}. Éste es uno de los parámetros del JFET más importantes y es el

primero que debe mirar el lector, ya que proporciona la limitación de corriente en el JFET.

❑ La zona óhmica

En la Figura 13-5, la tensión de estrangulamiento separa las dos zonas principales de funcionamiento del JFET. La parte casi horizontal es la zona activa. La parte casi vertical de la curva de salida se llama *zona óhmica.*

Cuando un JFET funciona en la zona óhmica actúa como una resistencia pequeña con un valor aproximado de:

$$R_{DS} = \frac{V_P}{I_{DSS}} \tag{13-1}$$

R_{DS} es la *resistencia óhmica del JFET.* En al Figura 13-5, $V_P = 4$ V e $I_{DSS} = 10$ mA. De esta forma, la resistencia óhmica vale:

$$R_{DS} = \frac{4\text{ V}}{10\text{ mA}} = 400\ \Omega$$

Si el JFET funciona en cualquier lugar de la zona óhmica, tiene una resistencia óhmica de 400 Ω.

❑ Corte y estrangulamiento de la puerta

En la Figura 13-5 se muestra un conjunto de curvas de salida para un JFET con una I_{DSS} de 10 mA. La curva superior es siempre para $V_{GS} = 0$, la condición de corte de la puerta. En este ejemplo, la tensión de estrangulamiento es de 4 V y la tensión de ruptura es de 30 V. La siguiente curva hacia abajo es para $V_{GS} = -1$ V, la siguiente para $V_{GS} = -2$ V, y así sucesivamente. Como se puede ver, cuanto más negativa sea la tensión puerta-fuente, menor será la corriente de drenador.

La curva inferior es especialmente importante. Obsérvese que una V_{GS} de −4 V reduce la corriente de drenador a casi cero. Esta tensión se denomi-

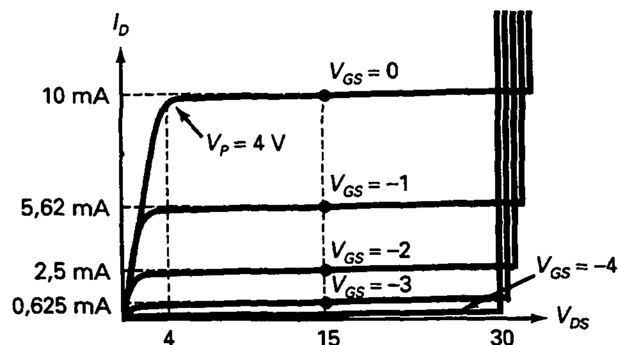


Figura 13-5. Características de salida.

na *tensión puerta-fuente de corte*. En las hojas de características se representa con $V_{GS(off)}$. A esta tensión de corte las capas de deplexión se ponen en contacto. En efecto, el canal de conducción desaparece. Por eso la corriente de drenador es aproximadamente cero.

En la Figura 13-5 obsérvese que:

$$V_{GS(off)} = -4 \text{ V} \qquad \text{y} \qquad V_P = 4 \text{ V}$$

No es una coincidencia que las magnitudes de estas tensiones sean siempre iguales, ya que son los valores para los que las capas de deplexión entran en contacto. Vale la pena recordarlo, pues muchas hojas de características indican un solo valor y no los dos. Se actúa así porque se supone que sabemos que las dos tensiones son iguales en magnitud. Dar el valor de una equivale a dar el valor de la otra. La fórmula que recuerda que la tensión puerta-fuente de corte es igual al valor negativo de la tensión de estrangulamiento es ésta:

$$V_{GS(off)} = -V_P \tag{13-2}$$

EJEMPLO 13-2

Un MPF4857 tiene $V_P = 6$ V e $I_{DSS} = 100$ mA. ¿Cuál es la resistencia óhmica? ¿Y la tensión de corte puerta-fuente?

SOLUCIÓN

La resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{6 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 60 \ \Omega$$

Como la tensión de estrangulamiento es de 6 V, la tensión de corte puerta-fuente vale:

$$V_{GS(off)} = -6 \text{ V}$$

13-3. CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA

La *característica de transferencia* de un JFET es una gráfica que representa I_D frente a V_{GS}. Leyendo los valores de I_D y V_{GS} de cada curva de drenador de la Figura 13-5 podemos dibujar la curva de la Figura 13-6*a*. Se advierte que la curva no es lineal porque la corriente aumenta rápidamente cuando V_{GS} se aproxima a cero.

Cualquier JFET tiene una característica de transferencia como la de la Figura 13-6*b*. Los puntos finales de la curva son $V_{GS(off)}$ e I_{DSS}. La ecuación para esta gráfica es:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2 \tag{13-3}$$

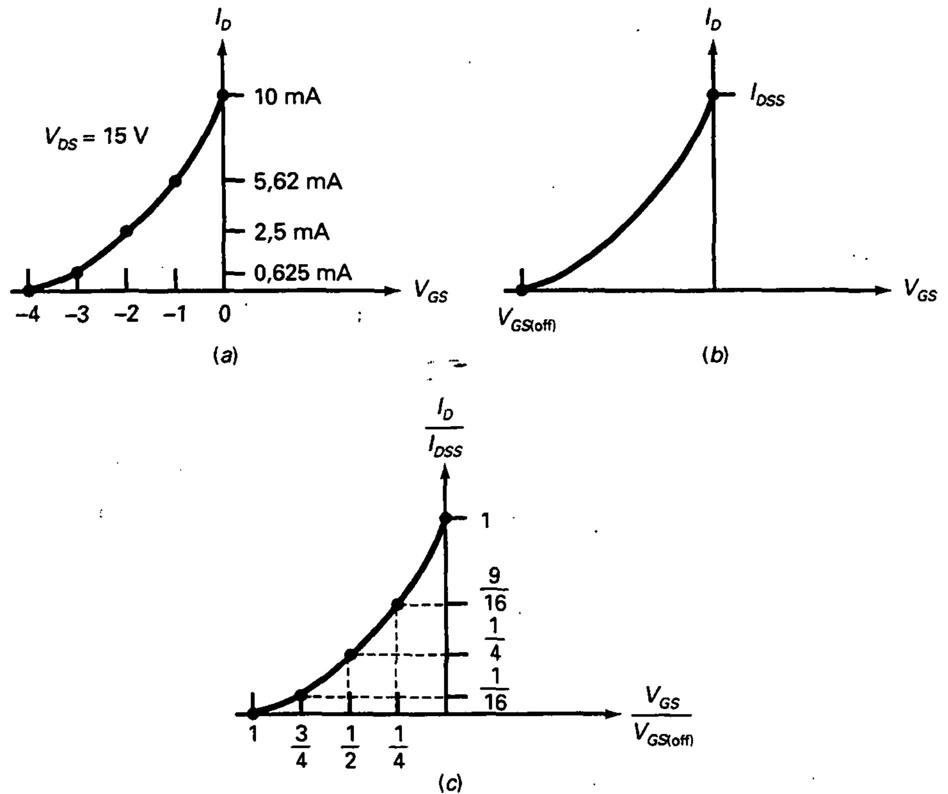


Figura 13-6. Característica de transferencia.

Debido a la parte que está elevada al cuadrado en esta ecuación, los JFET son también conocidos como dispositivos de ley cuadrática. El cuadrado de esta cantidad provoca una curva no lineal como las de la Figura 13-6*b*.

La Figura 13-6*c* muestra una *característica de transferencia normalizada. Normalizada* significa que estamos representando razones como I_D/I_{DSS} y $V_{GS}/V_{GS(off)}$. En la Figura 13-6*c*, el punto medio de corte,

$$\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} = \frac{1}{2}$$

produce una corriente normalizada de

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{1}{4}$$

En otras palabras, cuando la tensión en la puerta es la mitad de la tensión de corte, la corriente de drenador es un cuarto del máximo.

EJEMPLO 13-3

Un 2N5668 tiene $V_{GS(off)} = -4$ V e $I_{DSS} = 5$ mA. ¿Cuáles son las tensiones de puerta y corriente de drenador en el punto medio de corte?

SOLUCIÓN

En el punto medio de corte:

$$V_{GS} = \frac{-4\ \text{V}}{2} = -2\ \text{V}$$

y la corriente de drenador es:

$$I_D = \frac{5\ \text{mA}}{4} = 1{,}25\ \text{mA}$$

EJEMPLO 13-4

Un 2N5459 tiene $V_{GS(off)} = -8$ V e $I_{DSS} = 16$ mA. ¿Cuál es la corriente de drenador en el punto medio de corte?

SOLUCIÓN

La corriente de drenador es un cuarto del máximo, o:

$$I_D = 4\ \text{mA}$$

La tensión puerta-fuente que produce esta corriente es –4 V, la mitad de la tensión de corte.

13-4. POLARIZACIÓN EN LA ZONA ÓHMICA

El JFET puede estar polarizado en la zona óhmica o en la zona activa. Cuando lo polarizamos en la zona óhmica, el JFET es equivalente a una resistencia. Cuando lo polarizamos en la zona activa, el JFET es equivalente a una fuente de corriente. En esta sección expondremos la polarización de puerta, el método usado para polarizar un JFET en la zona óhmica.

❑ Polarización de puerta

La Figura 13-7*a* muestra una *polarización de puerta*. Una tensión negativa de puerta de $-V_{GG}$ se aplica a la puerta a través de la resistencia de polarización R_G. Esto provoca una corriente de drenador que es menor que I_{DSS}. Cuando la corriente drenador circula por R_D, produce una tensión de drenador de

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D \tag{13-4}$$

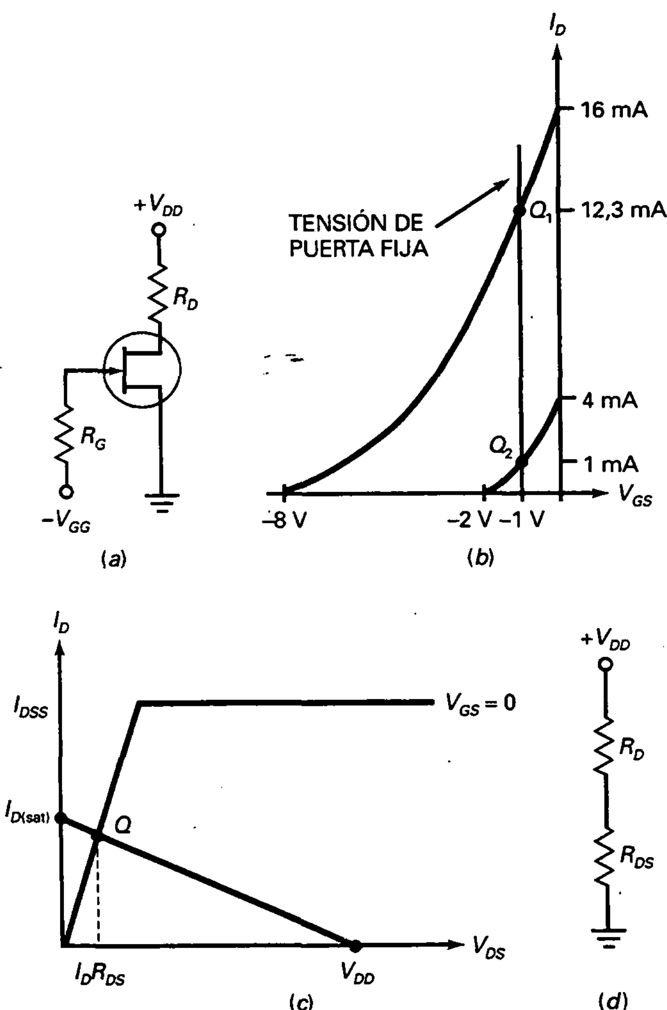


Figura 13-7. *a*) Polarización de puerta; *b*) punto Q inestable en la zona activa; *c*) polarización en la zona óhmica; *d*) el JFET es equivalente a una resistencia.

La polarización de puerta es la peor forma de polarizar un JFET en la zona activa debido a que el punto Q es demasiado inestable.

Por ejemplo, un 2N5459 tiene la siguiente separación entre el mínimo y el máximo: I_{DSS} varía desde 4 a 16 mA, y $V_{GS(off)}$ varía desde −2 a −8 V. La Figura 13-7*b* muestra las características de transferencia mínima y máxima. Si usamos una polarización de puerta de −1 V con este JFET, conseguimos los puntos Q máximos y mínimos mostrados. Q_1 tiene una corriente de drenador de 12,3 mA y Q_2 de sólo 1 mA.

❑ Saturación fuerte

Aunque no es apropiada para polarizar en la zona activa, la polarización de puerta es idónea para la polarización en la zona óhmica dado que no nos

importa la estabilidad del punto Q. La Figura 13-7c nos muestra cómo polarizar un JFET en la zona óhmica. El límite superior de la recta de carga para corriente continua tiene una corriente de saturación de drenador de

$$I_{D(\mathrm{sat})} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

Para estar seguros de que el JFET está polarizado en la zona óhmica, todo lo que necesitamos hacer es usar $V_{GS} = 0$ y:

$$I_{D(\mathrm{sat})} << I_{DSS} \qquad (13\text{-}5)$$

El símbolo << significa «mucho menor que». Esta ecuación nos dice que la corriente de saturación en el drenador debe de ser mucho menor que la corriente máxima de drenador. Por ejemplo, si un JFET tiene $I_{DSS} = 10$ mA, la saturación fuerte ocurrirá si $V_{GS} = 0$ e $I_{D(\mathrm{sat})} = 1$ mA.

Cuando un JFET está polarizado en la zona óhmica, lo podemos sustituir por una resistencia de valor R_{DS}, como nos muestra la Figura 13-7d. Con este circuito equivalente podemos calcular la tensión de drenador. Cuando R_{DS} es mucho menor que R_D, la tensión de drenador se aproxima a cero.

EJEMPLO 13-5

¿Cuál es la tensión de drenador en la Figura 13-8a?

SOLUCIÓN

Como $V_P = 4$ V, $V_{GS(\mathrm{off})} = -4$ V. Antes del punto A, la tensión de entrada es de −10 V y el JFET está en corte. En este caso, la tensión de drenador es:

$$V_D = 10\ \mathrm{V}$$

Entre los puntos A y B, la tensión de entrada es 0 V. El límite superior de la recta de carga para corriente continua tiene una corriente de saturación de

$$I_{D(\mathrm{sat})} = \frac{10\ \mathrm{V}}{10\ \mathrm{k\Omega}} = 1\ \mathrm{mA}$$

La Figura 13-8b nos muestra la recta de carga para corriente continua. Como $I_{D(\mathrm{sat})}$ es mucho menor que I_{DSS}, el JFET está en saturación fuerte.

La resistencia óhmica vale:

$$R_{DS} = \frac{4\mathrm{V}}{10\ \mathrm{mA}} = 400\ \Omega$$

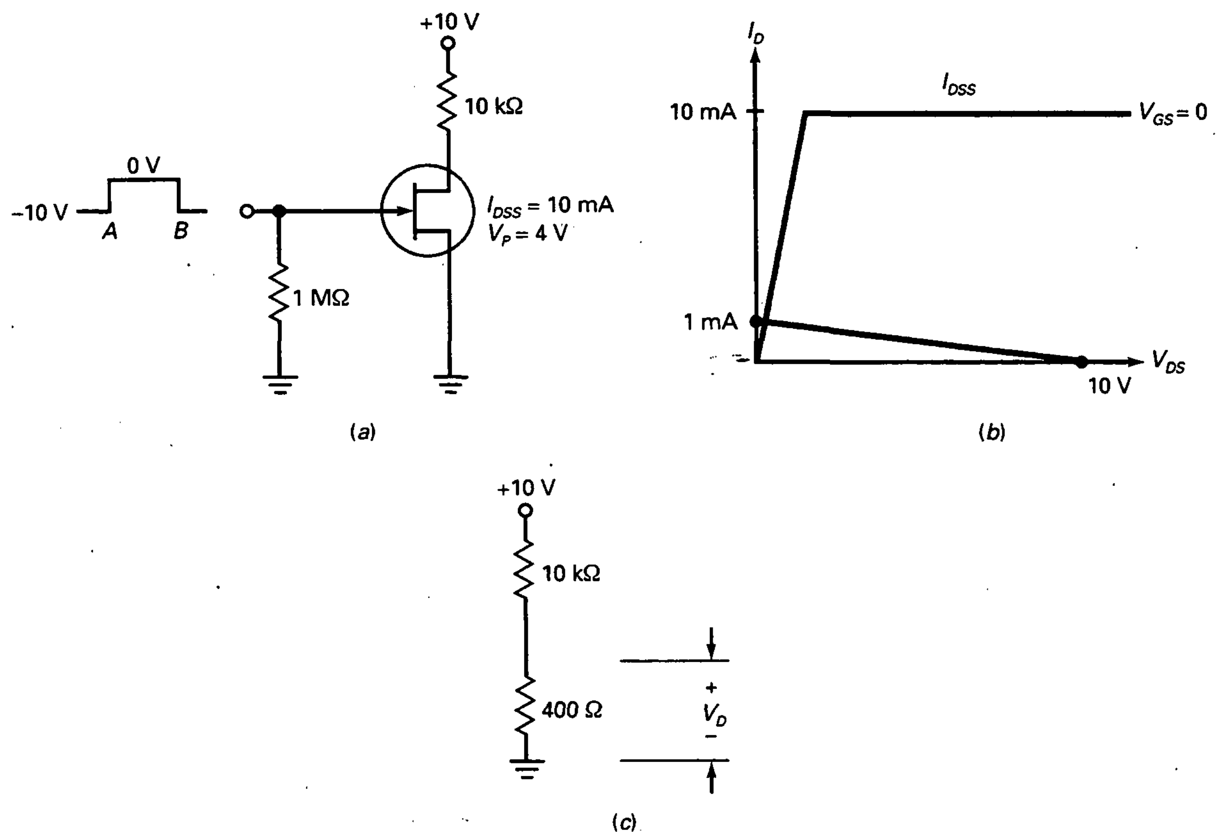


Figura 13-8. Ejemplo.

En el circuito equivalente de la Figura 13-8*c*, la tensión de drenador es:

$$V_D = \frac{400\ \Omega}{10\ k\Omega + 400\ \Omega}\, 10\ V = 0{,}385\ V$$

13-5. POLARIZACIÓN EN LA ZONA ACTIVA

Los amplificadores JFET necesitan tener un punto Q en la zona activa. Debido al gran margen entre parámetros en el JFET, no podemos usar la polarización de puerta. Sin embargo, necesitamos utilizar métodos de polarización similares a los usados con transistores bipolares.

❑ Polarización con un divisor de tensión

La Figura 13-9*a* nos muestra la *polarización con divisor de tensión*. El divisor de tensión provoca una tensión en la puerta que es una fracción de

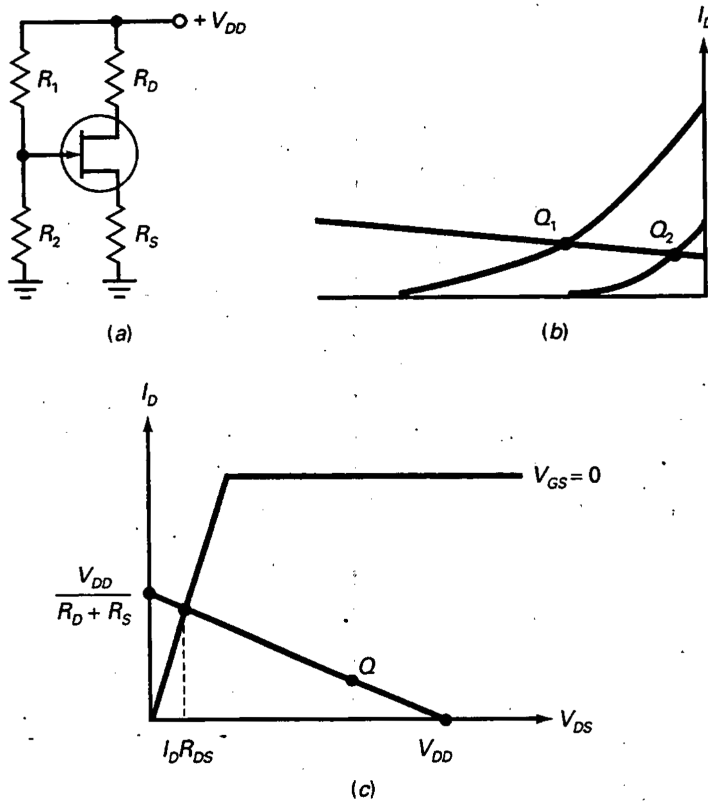


Figura 13-9. Polarización mediante divisor de tensión.

la tensión de alimentación. Restando la tensión puerta-fuente, obtenemos la tensión en la resistencia de fuente:

$$V_S = V_G - V_{GS} \tag{13-6}$$

Como V_{GS} es negativa, la tensión de fuente será ligeramente mayor que la tensión de puerta. Cuando dividimos esta tensión de fuente entre la resistencia de fuente, obtenemos la corriente de drenador:

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S} \tag{13-7}$$

Cuando la tensión de puerta es grande, podemos despreciar las variaciones de V_{GS} desde un JFET al siguiente. Idealmente, la corriente drenador es igual a la tensión de puerta dividida entre la resistencia de fuente. Como resultado, la corriente de drenador es casi constante para cualquier JFET, como muestra la Figura 13-9*b*.

La Figura 13-9*c* muestra la recta de carga para corriente continua. Para un amplificador, el punto *Q* tiene que estar en la zona activa. Esto significa que V_{DS} es mucho mayor que $I_D R_{DS}$ (zona óhmica) y menor que V_{DD} (corte).

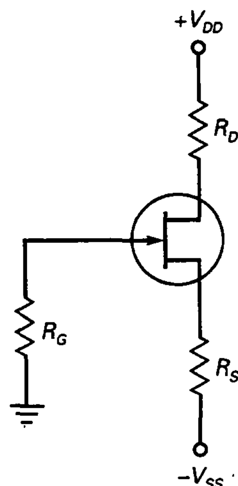


Figura 13-10. Polarización mediante dos fuentes de tensión.

Cuando disponemos de una tensión de alimentación grande, la polarización por divisor de tensión puede alcanzar un punto Q estable.

❑ Polarización con dos fuentes

La Figura 13-10 nos muestra la *polarización con dos fuentes.* La corriente de drenador viene dada por:

$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S} \tag{13-8}$$

De nuevo, la idea es reducir la influencia de las variaciones de V_{GS} haciendo V_{DS} mucho mayor que V_{GS}. Idealmente, la corriente de colector es igual a la tensión de alimentación de la fuente entre la resistencia de fuente. En este caso, la corriente de drenador es casi constante incluso si sustituimos el JFET o ante cambios de temperatura.

❑ Polarización con fuente de corriente

Cuando la fuente de tensión del drenador no es lo suficientemente grande, puede que no haya la suficiente tensión en la puerta como para despreciar las variaciones de V_{GS}. En este caso, un diseñador puede preferir usar la *polarización con fuente de corriente* de la Figura 13-11*a*. En este circuito, el transistor bipolar bombea una corriente fija al JFET. La corriente de drenador viene dada por:

$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{13-9}$$

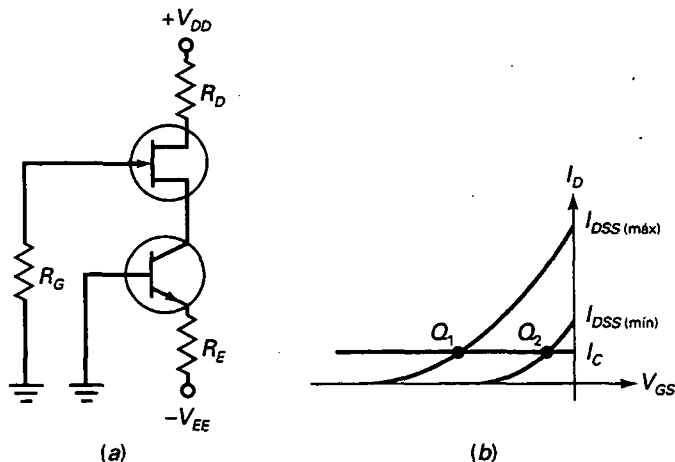


Figura 13-11. Polarización mediante fuente de corriente.

La Figura 13-11*b* ilustra hasta qué punto es efectiva la polarización con fuente de corriente. Aunque V_{GS} es diferente para cada punto Q, no tiene ya influencia en el valor de la corriente drenador.

❑ Autopolarización

La Figura 13-12*a* muestra la autopolarización. Como la corriente de drenador circula a través de la resistencia de fuente R_S, existirá una tensión entre la fuente y tierra, dada por:

$$V_S = I_D R_S \qquad (13\text{-}10)$$

Como V_{GS} es cero,

$$V_{GS} = -I_D R_S \qquad (13\text{-}11)$$

Esto nos indica que la tensión puerta-fuente es igual a la tensión negativa a través de la resistencia de la fuente. Básicamente, el circuito crea su propia polarización usando la tensión que aparece en R_S para polarizar en inversa la puerta.

La Figura 13-12*b* muestra el efecto de diferentes resistencias de fuente. Hay un valor medio R_S para el cual la tensión puerta-fuente es la mitad de la tensión de corte. Una aproximación para esta resistencia media es:

$$R_S \approx R_{DS} \qquad (13\text{-}12)$$

Esta ecuación indica que la resistencia de fuente debería ser igual a la resistencia óhmica del JFET. Cuando se cumple esta condición, V_{GS} es aproximadamente la mitad de la tensión de corte y la corriente del drenador es aproximadamente un cuarto de I_{DSS}.

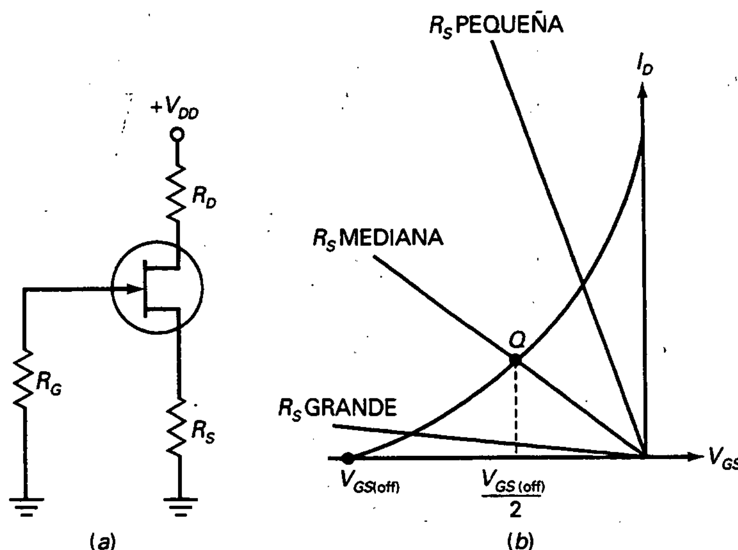


Figura 13-12. Autopolarización.

El punto Q para la autopolarización no es tan estable como en la polarización por divisor de tensión, polarización de fuente o polarización por fuente de corriente. Por todo esto, la autopolarización se utiliza sólo en amplificadores de pequeña señal.

❑ Reglas para el análisis

Un análisis exacto del JFET es tedioso y costoso de tiempo, debido a la propiedad de la ley cuadrática y a la gran extensión en parámetros. En muchos circuitos polarizados en la zona activa, normalmente V_{GS} vale 1 ó 2 V. Esto es lo suficientemente pequeño como para despreciarlo en todo análisis preliminar y en detección de averías de circuitos polarizados.

A menos que se indique lo contrario, usaremos el análisis ideal para calcular el punto Q de un amplificador JFET. Esto quiere decir que despreciaremos V_{GS} en cualquiera de los circuitos tratados en esta sección. Normalmente, las respuestas ideales que obtendremos tendrán un error menor del 10 por 100. Si usted está diseñando circuitos JFET o necesita una mayor precisión, deberá usar simuladores de circuitos como el *Electronics Workbench* (EWB).

EJEMPLO 13-6

Dibujar la recta de carga para corriente continua y el punto Q de la Figura 13-13*a*.

SOLUCIÓN

El divisor de tensión 3:1 produce una tensión en la puerta de 10 V. Idealmente, la tensión en la resistencia de fuente es:

$$V_S = 10\ \text{V}$$

La corriente de drenador vale:

$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

y la tensión de drenador:

$$V_D = 30\ \text{V} - (5\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 25\ \text{V}$$

La tensión drenador-fuente vale:

$$V_{DS} = 25\ \text{V} - 10\ \text{V} = 15\ \text{V}$$

La corriente continua de saturación es:

$$I_{D(sat)} = \frac{30\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

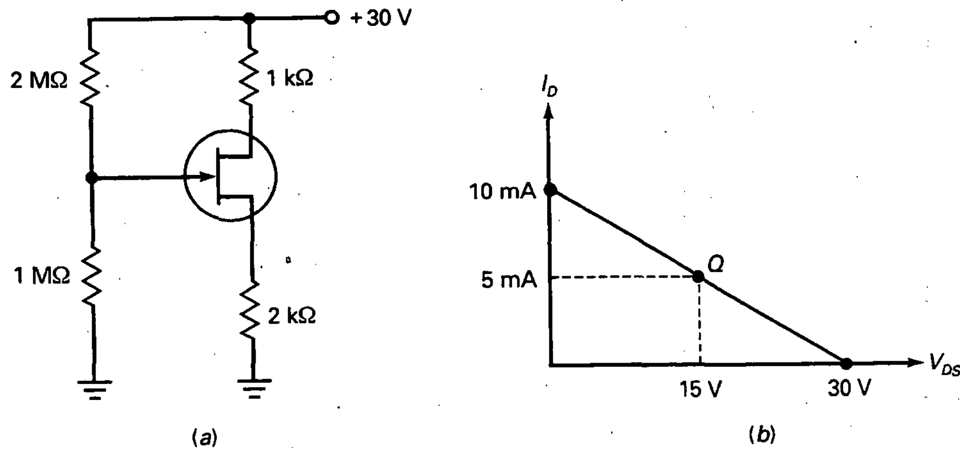


Figura 13-13. Ejemplo.

y la tensión de corte:

$$V_{DS(\text{corte})} = 30\ \text{V}$$

La Figura 13-13*b* nos muestra la recta de carga para corriente continua y el punto *Q*.

EJEMPLO 13-7

¿Cuál es la corriente de drenador en la Figura 13-14*a*? ¿Y la tensión entre drenador y masa?

SOLUCIÓN

Idealmente, aparecen 15 V en la resistencia de fuente, produciendo una corriente de drenador de:

$$I_D = \frac{15\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

La tensión de drenador es:

$$V_D = 15\ \text{V} - (5\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 10\ \text{V}$$

EJEMPLO 13-8

¿Cuál es la corriente de drenador en la Figura 13-14*b*? ¿Y la tensión de drenador?

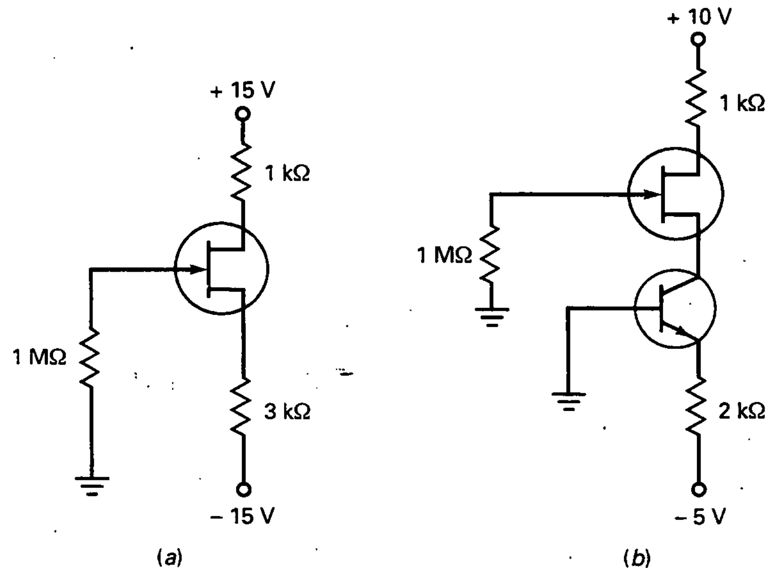


Figura 13-14. Ejemplo.

SOLUCIÓN

El transistor bipolar proporciona una corriente de drenador de:

$$I_D = \frac{5\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 2{,}15\ \text{mA}$$

La tensión de drenador es:

$$V_D = 10\ \text{V} - (2{,}15\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 7{,}85\ \text{V}$$

EJEMPLO 13-9

En la Figura 13-15*a*, ¿cuál es la resistencia media usando la regla expuesta anteriormente? Calcular la tensión de drenador para esta resistencia de fuente.

SOLUCIÓN

Como discutimos anteriormente, la autopolarización funciona bien si usamos una resistencia de fuente igual a la resistencia óhmica del JFET:

$$R_{DS} = \frac{4\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 400\ \Omega$$

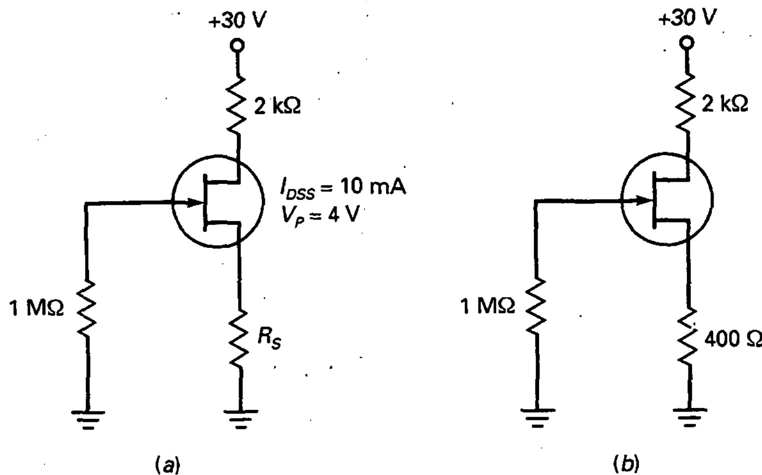


Figura 13-15. Ejemplo.

La Figura 13-15*b* nos muestra una resistencia de fuente de 400 Ω. En este caso, la corriente de drenador es aproximadamente un cuarto de 10 mA (2,5 mA) y la tensión del drenador es aproximadamente:

$$V_D = 30\text{ V} - (2{,}5\text{ mA})(2\text{ k}\Omega) = 25\text{ V}$$

13-6. TRANSCONDUCTANCIA

Para analizar amplificadores con JFET, necesitamos estudiar un parámetro para señal que se denomina *transconductancia*; se indica por medio de g_m. Simbólicamente, la transconductancia está dada por

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} \tag{13-13}$$

Esta ecuación indica que la transconductancia es igual a la corriente alterna de drenador dividida entre la tensión en alterna puerta-fuente. La transconductancia nos dice cuán efectiva es la tensión de puerta-fuente para controlar la corriente de drenador. A mayor transconductancia, mayor control ejerce la tensión de puerta sobre la corriente de drenador.

Por ejemplo, si $i_d = 0{,}2$ mA pp y $v_{gs} = 0{,}1$ V pp, entonces:

$$g_m = \frac{0{,}2\text{ mA}}{0{,}1\text{ V}} = 2(10^{-3})\text{ mho} = 2.000\ \mu\text{mho}$$

Por otra parte, si i_d = 1 mA pp y v_{gs} = 0,1 V pp, entonces:

$$g_m = \frac{1 \text{ mA}}{0,1 \text{ V}} = 10.000 \ \mu\text{mho}$$

En el segundo caso, la mayor transconductancia significa que la puerta es más efectiva al controlar la corriente de drenador.

❑ Siemen

La unidad *mho* corresponde a la razón entre la corriente y la tensión. El equivalente formal y la unidad actual del mho es el *siemen (S)*: así, las respuestas anteriores pueden expresarse como 2.000 μS y 10.000 μS. La mayoría de las hojas de características continúan utilizando el mho en lugar del siemen. También emplean el símbolo g_{fs} para g_m. Por ejemplo, la hoja de características de un 2N5451 especifica una g_{fs} típica de 2.000 μS para una corriente de drenador de 1 mA, lo cual equivale a decir que el 2N5451 tiene una g_m típica de 2.000 μmho a 1 mA.

❑ Pendiente de la característica de transferencia

La Figura 13-16*a* presenta el significado de g_m en términos de la curva de transferencia. Entre los puntos *A* y *B*, un cambio en V_{GS} produce un cambio en I_D. La relación entre la variación de I_D y la variación de V_{GS} es igual al valor de g_m entre *A* y *B*. Si seleccionamos otro par de puntos en una zona más alta de la curva, por ejemplo *C* y *D*, obtenemos una mayor variación en I_D para una variación dada de V_{GS}. Por tanto, g_m tiene un valor mayor en la parte superior de la curva. Dicho de otra forma, g_m es la pendiente de la característica de transferencia. Cuanto mayor sea la pendiente de la curva en el punto *Q*, mayor será la transconductancia.

La Figura 13-16*b* muestra un circuito equivalente simple para pequeña señal de un JFET. Entre la puerta y la fuente hay una resistencia muy grande R_{GS}. El drenador de un JFET actúa como una fuente de corriente con un

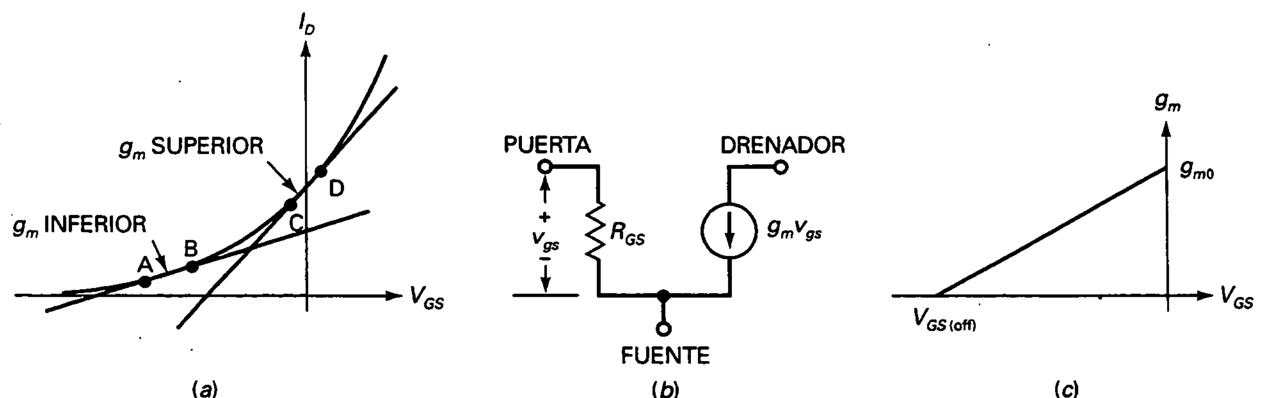


Figura 13-16. *a*) Transconductancia; *b*) circuito equivalente para señal; *c*) variación de g_m.

valor de $g_m v_{gs}$. Si conocemos g_m y v_{gs} podemos calcular la corriente alterna de drenador.

❑ Transconductancia y tensión puerta-fuente de corte

$V_{GS(\text{off})}$ es difícil de medir con exactitud, mientras que I_{DSS} y g_{m0} se miden muy fácilmente y con gran precisión. Por tanto, $V_{GS(\text{off})}$ se obtiene normalmente con la siguiente ecuación:

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}} \qquad (13\text{-}14)$$

En esta ecuación, g_{m0} es el valor de la transconductancia cuando $V_{GS} = 0$. Esto es lo que hacen los fabricantes en las hojas de características.

Cuando $V_{GS} = 0$, g_m alcanza su valor máximo. Éste se designa por g_{m0}. Cuando V_{GS} es negativa, disminuye el valor de g_m. La ecuación de g_m para cualquier valor de V_{GS} es:

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right) \qquad (13\text{-}15)$$

Observe que g_m disminuye linealmente cuando V_{GS} se hace más negativa, como se muestra en la Figura 13-16*c*. Esta propiedad es muy útil en el *control automático de ganancia*, que se estudia más adelante.

EJEMPLO 13-10

Un 2N5457 tiene una $I_{DSS} = 5$ mA y una $g_{m0} = 5.000$ µS. ¿Cuál es el valor de $V_{GS(\text{off})}$? ¿Cuánto vale g_m cuando $V_{GS} = -1$ V?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (13-14):

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2(5\text{ mA})}{5.000\ \mu\text{S}} = -2\text{ V}$$

Ahora, usando la Ecuación (13-15) obtenemos:

$$g_m = (5.000\ \mu\text{S})\left(1 - \frac{1\text{ V}}{2\text{ V}}\right) = 2.500\ \mu\text{S}$$

13-7. AMPLIFICACIÓN CON JFET

La Figura 13-17*a* muestra un *amplificador en fuente común*. Los condensadores de acoplo y desacoplo actúan como cortocircuitos para señal. Debido a esto, la señal está acoplada directamente a la puerta. Como la fuente está

desacoplada a masa, toda la tensión de entrada alterna aparece entre la puerta y la fuente. Ésta produce una corriente alterna de drenador. Como dicha corriente circula por la resistencia de drenador, tenemos una señal de salida invertida y amplificada. La mencionada señal de salida está acoplada a la resistencia de carga.

❑ Ganancia de tensión

La Figura 13-17*b* nos muestra el circuito equivalente. La resistencia para señal de drenador r_d es:

$$r_d = R_D \| R_L$$

La ganancia de tensión es:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m \ v_{in} r_d}{v_{in}}$$

que se simplifica como:

$$A = g_m r_d \qquad (13\text{-}16)$$

Esto indica que la ganancia de tensión de un amplificador en fuente común es igual a la transconductancia por la resistencia para señal de drenador.

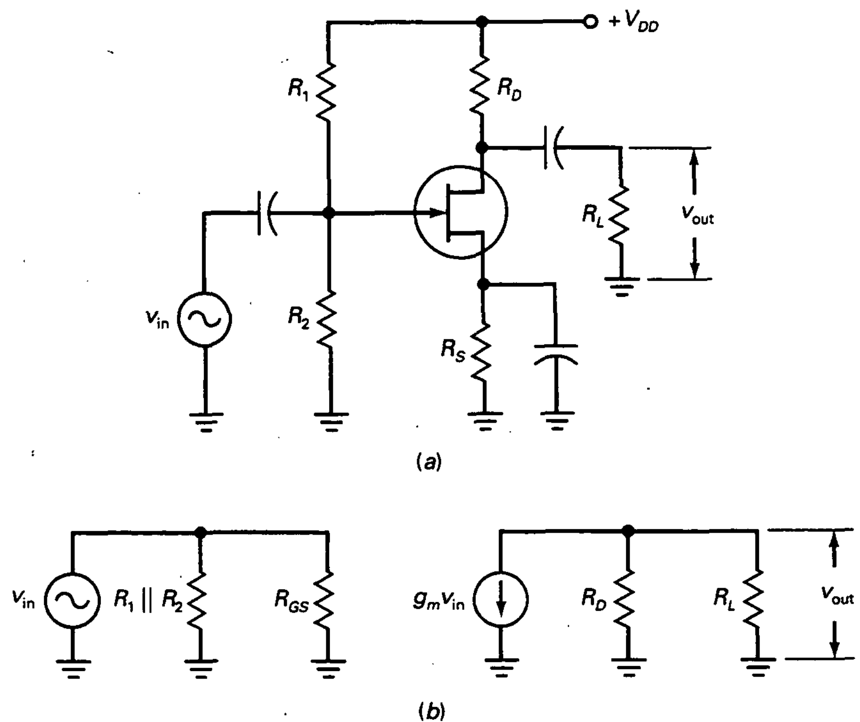


Figura 13-17. *a*) Amplificador en fuente común; *b*) circuito equivalente para señal.

❑ Seguidor de fuente

La Figura 13-18 nos muestra un *seguidor de fuente*. La señal de entrada llega a la puerta y la señal de salida está acoplada de la fuente a la resistencia de carga. Como el seguidor de emisor, el seguidor de fuente tiene una ganancia en tensión menor que 1. La principal ventaja del seguidor de fuente es su alta resistencia de entrada. A menudo, verá usar el seguidor de fuente como etapa final de un sistema, seguido de etapas bipolares de ganancia en tensión.

En la Figura 13-18, la resistencia de fuente para señal se define como:

$$r_s = R_S \| R_L$$

Con lo que la ganancia de tensión para un seguidor de fuente será:

$$A = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s} \qquad (13\text{-}17)$$

Ya que el denominador es siempre mayor que el numerador, la ganancia de tensión es siempre menor que 1.

EJEMPLO 13-11

Si g_m = 5.000 μS en la Figura 13-19, ¿cuál es la señal de salida?

SOLUCIÓN

La resistencia para señal de drenador es:

$$r_d = 3{,}6\ \text{k}\Omega \| 10\ \text{k}\Omega = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

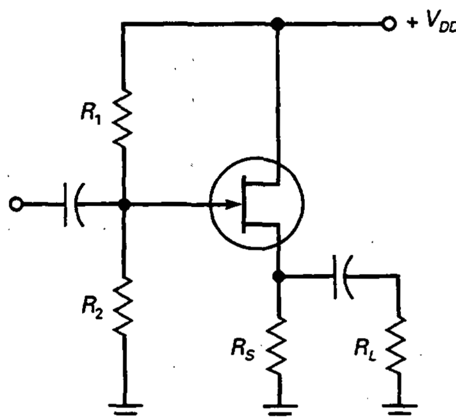


Figura 13-18. Seguidor de fuente.

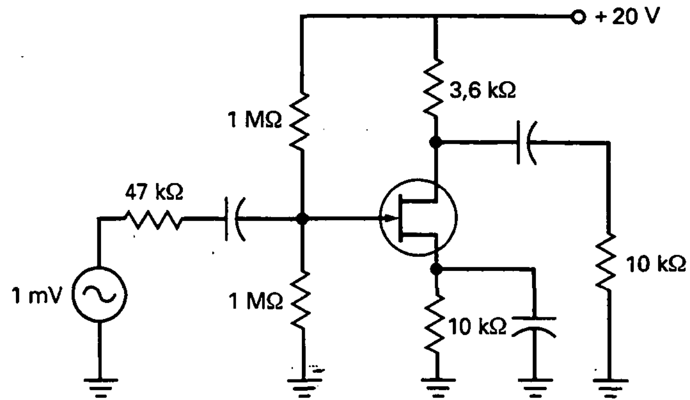


Figura 13-19. Ejemplo de amplificador en fuente común.

La ganancia de tensión es:

$$A = (5.000\ \mu S)(2{,}65\ k\Omega) = 13{,}3$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = 13{,}3(1\ mV\ pp) = 13{,}3\ mV\ pp$$

EJEMPLO 13-12

Si $g_m = 2.500\ \mu S$ en la Figura 13-20, ¿cuál es la señal de salida del seguidor de fuente?

SOLUCIÓN

La resistencia para señal de fuente es:

$$r_s = 1\ k\Omega \parallel 1\ k\Omega = 500\ \Omega$$

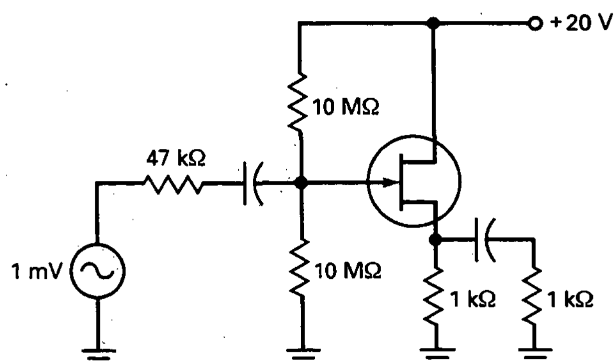


Figura 13-20. Ejemplo de seguidor de fuente.

Con la Ecuación (13-17), la ganancia de tensión es:

$$A = \frac{(2.500\ \mu S)(500\ \Omega)}{1 + (2.500\ \mu S)(500\ \Omega)} = 0,556$$

Debido a que la impedancia de entrada de la etapa es de 1 MΩ, la señal de entrada en la puerta es aproximadamente 1 mV. De esta forma, la tensión de salida es:

$$v_{out} = 0,556(1\ mV) = 0,556\ mV$$

EJEMPLO 13-13

En la Figura 13-21 aparece una resistencia variable de 1 kΩ. Si la ajustamos a 780 Ω, ¿cuál es la ganancia de tensión?

SOLUCIÓN

La resistencia total para corriente continua de fuente es:

$$R_S = 780\ \Omega + 220\ \Omega = 1\ k\Omega$$

La resistencia para señal de fuente toma un valor de:

$$r_s = 1\ k\Omega \parallel 3\ k\Omega = 750\ \Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A = \frac{(2.000\ \mu S)(750\ \Omega)}{1 + (2.000\ \mu S)(750\ \Omega)} = 0,6$$

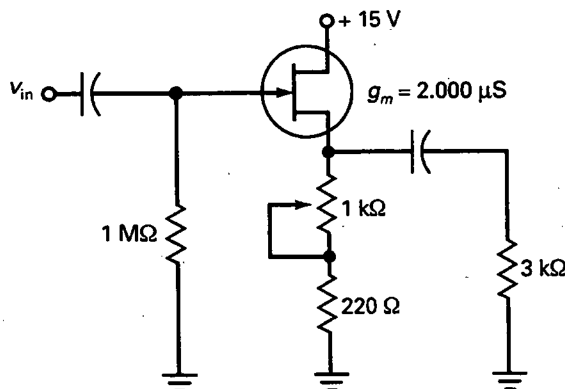


Figura 13-21. Ejemplo.

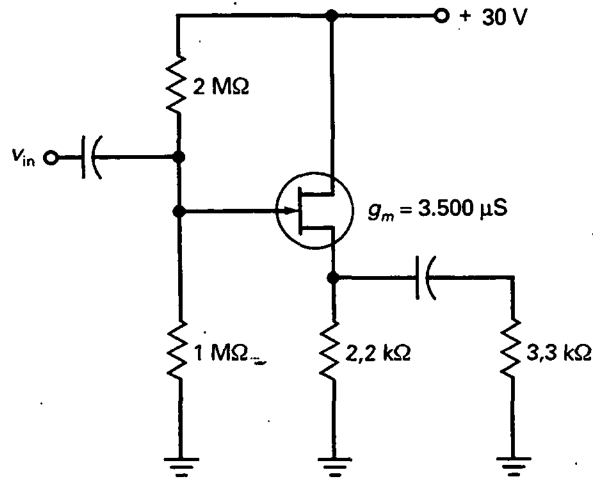


Figura 13-22. Ejemplo.

EJEMPLO 13-14

En la Figura 13-22, ¿cuánto vale la corriente de drenador? ¿Cuál es la ganancia en tensión?

SOLUCIÓN

El divisor de tensión 3:1 produce una tensión de corriente continua en la puerta de 10 V. Idealmente, la corriente de drenador es:

$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{2{,}2\ \text{k}\Omega} = 4{,}55\ \text{mA}$$

La resistencia para señal de fuente es:

$$r_s = 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 3{,}3\ \text{k}\Omega = 1{,}32\ \text{k}\Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A = \frac{(3.500\ \mu\text{S})(1{,}32\ \text{k}\Omega)}{1 + (3.500\ \mu\text{S})(1{,}32\ \text{k}\Omega)} = 0{,}822$$

13-8. EL INTERRUPTOR ANALÓGICO CON JFET

Después del seguidor de fuente, la otra aplicación más común del JFET es *el interruptor analógico*. En este caso, el JFET funciona como un interruptor que conduce o corta una señal pequeña. Para este tipo de funcionamiento, la tensión puerta-fuente V_{GS} se restringe a dos valores: 0 V o un valor mayor que $V_{GS(\text{off})}$. De esta forma, el JFET funciona en la zona óhmica o en la de corte.

❑ Interruptor paralelo

En la Figura 13-23*a* se presenta un JFET trabajando como un *interruptor paralelo*. El JFET entra en conducción y en corte dependiendo de si V_{GS} es alta o baja. Cuando V_{GS} es alta (0 V), el JFET funciona en la zona óhmica. Cuando V_{GS} es baja, el JFET está en corte. Debido a este hecho, podemos considerar la Figura 13-23*b* como circuito equivalente.

Para un funcionamiento normal, la tensión de entrada debe ser pequeña, generalmente menor de 100 mV. Una señal pequeña nos asegurará que el JFET permanece en la zona óhmica cuando se alcanzan los picos positivos para esta señal. Asimismo, R_D es mucho mayor que R_{DS}, para asegurarnos una saturación fuerte:

$$R_D >> R_{DS}$$

Cuando V_{GS} es alta, el JFET actúa en la zona óhmica y el interruptor de la Figura 13-23*b* está cerrado. Como R_D es mucho mayor que R_{DS}, v_{out} es mucho mayor que v_{in}. Cuando V_{GS} es baja, el JFET está en corte y el interruptor de la Figura 13-23*b* está abierto. En este caso, $v_{out} = v_{in}$. Por tanto, el interruptor paralelo con JFET conduce o corta la señal.

❑ Interruptor serie

La Figura 13-23*c* muestra un JFET trabajando como un interruptor serie y la Figura 13-23*d* representa su circuito equivalente. Cuando V_{GS} es cero, el interruptor está cerrado y el JFET equivale a una resistencia R_{DS}. En este

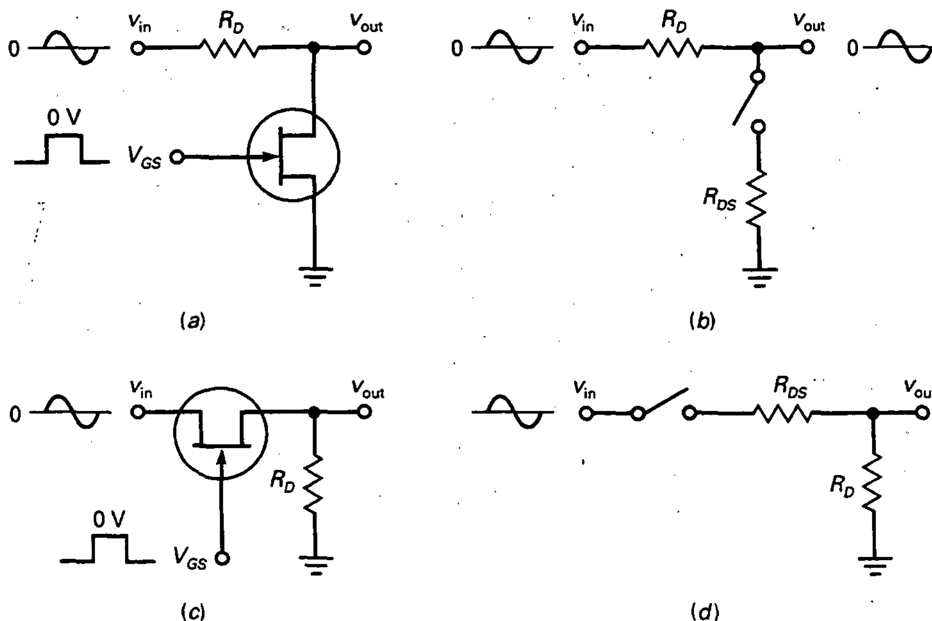


Figura 13-23. Interruptores analógicos con JFET. *a*) Tipo paralelo; *b*) circuito equivalente paralelo; *c*) tipo serie; *d*) circuito equivalente serie.

caso, la salida es aproximadamente igual a la entrada. Cuando V_{GS} es igual o más negativa que $V_{GS(\text{off})}$, el JFET está abierto y v_{out} es aproximadamente cero.

La razón conexión-desconexión de un interruptor se define como la tensión máxima de salida dividida entre la tensión mínima de salida:

$$\text{Razón conexión-desconexión} = \frac{v_{out(máx)}}{v_{out(mín)}} \qquad (13\text{-}18)$$

La mejor elección cuando se requiere un valor alto para la razón conexión-desconexión es utilizar el interruptor serie, debido a que tiene un valor mucho mayor que el interruptor paralelo.

❑ Muestreadores

La Figura 13-24 nos presenta un JFET *muestreador*. La tensión en la puerta es una onda continua cuadrada que constantemente conmuta el JFET de conexión a desconexión. La tensión de entrada es un pulso rectangular de valor V_{DC}. Debido a la onda cuadrada en la puerta, la salida está *muestreada* (conmuta entre saturación y corte), como se indica.

En un muestreador JFET se pude utilizar tanto un interruptor paralelo como uno serie. Básicamente, el circuito transforma la tensión de entrada en una onda cuadrada a la salida. El valor de pico a la salida del muestreador es V_{DC}. Como se describirá más tarde, un muestreador JFET se utiliza para construir amplificadores de corriente continua, circuitos que pueden amplificar señales de cualquier frecuencia por debajo de la frecuencia de la señal de muestreo.

EJEMPLO 13-15

En un interruptor paralelo JFET, $R_D = 10\ \text{k}\Omega$, $I_{DSS} = 10$ mA y $V_{GS(\text{off})} = -2$ V. Si $v_{in} = 10$ mV pp, ¿cuál es la tensión de salida? ¿Cuánto vale la razón conexión-desconexión?

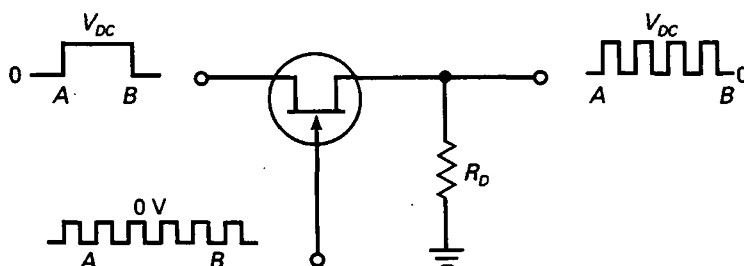


Figura 13-24. Muestreador.

SOLUCIÓN

La resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{2\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 200\ \Omega$$

En la Figura 13-25*a* se representa el circuito equivalente cuando el JFET conduce. La tensión de salida:

$$v_{out} = \frac{200\ \Omega}{10{,}2\ \text{k}\Omega}(10\ \text{mV pp}) = 0{,}196\ \text{mV pp}$$

Cuando el JFET está en corte:

$$v_{out} = 10\ \text{mV pp}$$

La razón conexión-desconexión es:

$$\text{Razón conexión-desconexión} = \frac{10\ \text{mV pp}}{0{,}196\ \text{mV pp}} = 51$$

EJEMPLO 13-16

Un interruptor serie JFET tiene los mismos valores que los del ejemplo anterior. ¿Cuál es la tensión de salida? Si el JFET tiene una resistencia de 10 MΩ cuando está en corte, ¿cuánto vale la razón conexión-desconexión?

SOLUCIÓN

En la Figura 13-25*b* se representa el circuito equivalente cuando el JFET conduce. La tensión de salida es:

$$v_{out} = \frac{10\ \text{k}\Omega}{10{,}2\ \text{k}\Omega}(10\ \text{mV pp}) = 9{,}8\ \text{mV pp}$$

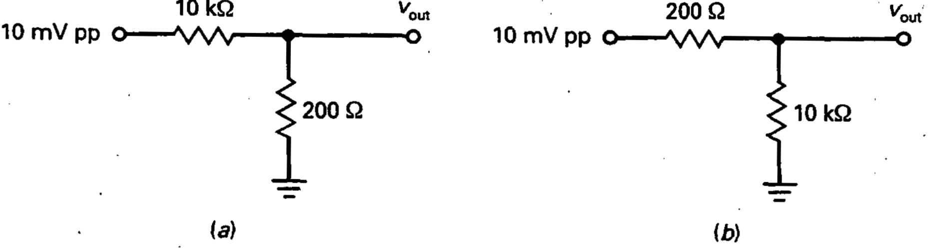


Figura 13-25. Ejemplos.

Cuando el JFET está en corte:

$$V_{out} = \frac{10\ k\Omega}{10\ M\Omega}(10\ mV\ pp) = 10\ \mu V\ pp$$

La razón conexión-desconexión es:

$$\text{Razón conexión-desconexión} = \frac{9{,}8\ mV\ pp}{10\ \mu V\ pp} = 980$$

Compare este resultado con el del ejemplo anterior para comprobar el mayor valor de la razón conexión-desconexión de un JFET serie.

EJEMPLO 13-17

La onda cuadrada en la puerta de la Figura 13-26 tiene una frecuencia de 20 kHz. ¿Cuál es la frecuencia de la salida muestreada? Si el MPF4858 tiene una R_{DS} de 50 Ω, ¿cuál es el valor de pico de la salida muestreada?

SOLUCIÓN

La frecuencia de la señal de salida muestreada es la misma que la de la puerta:

$$f_{out} = 20\ kHz$$

Como 50 Ω es mucho menor que 10 kΩ, casi toda la tensión de entrada llega a la salida:

$$V_{pico} = \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega + 50\ \Omega}(100\ mV) = 99{,}5\ mV$$

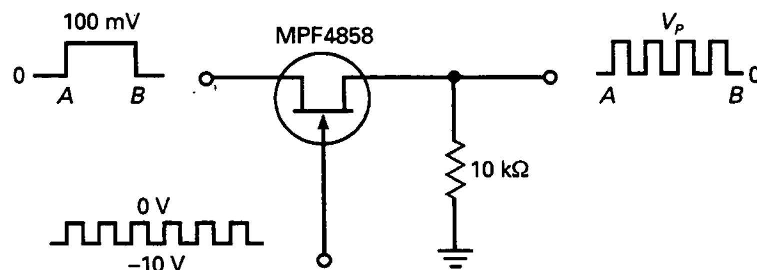


Figura 13-26. Ejemplos de muestreador.

13-9. OTRAS APLICACIONES DEL JFET

Un JFET no puede competir con un transistor bipolar en la mayoría de las aplicaciones de amplificación. Pero sus características especiales lo hacen apropiado para aplicaciones especiales. En esta sección estudiaremos algunas aplicaciones en las cuales las propiedades del JFET proporcionan una ventaja evidente sobre el transistor bipolar.

❑ Multiplexación

Multiplex significa «muchos en uno». La Figura 13-27 muestra un *multiplexador analógico*, un circuito que conduce una de las señales de entrada a la línea de salida. Cada JFET actúa como un interruptor serie. Las señales de control (V_1, V_2 y V_3) conmutan los JFET de corte a saturación. Cuando son más negativas que $V_{GS(\text{off})}$, todas las señales de entrada están bloqueadas. Al igualar a cero alguna tensión de control, podemos transmitir una de las entradas a la salida.

Por ejemplo, si V_1 es alta y las otras son bajas, tenemos una salida sinusoidal. Si V_2 es alta y las otras son bajas, obtenemos una salida triangular. Cuando V_3 es alta y las otras son bajas, tenemos una onda cuadrada en la salida. Generalmente, sólo una de las señales de control es alta; esto nos asegura que sólo llega una señal a la salida.

❑ Muestreadores JFET

Podemos construir un amplificador de acoplamiento directo eliminando los condensadores de acoplo y de desacoplo y conectando la salida de cada etapa directamente a la entrada de la siguiente. De esta forma, la corriente continua y la alterna están acopladas. Los circuitos que pueden amplificar las señales de continua se denominan *amplificadores de continua*. La principal desventaja de un acoplamiento directo es la *deriva* (en inglés, *drift*), un

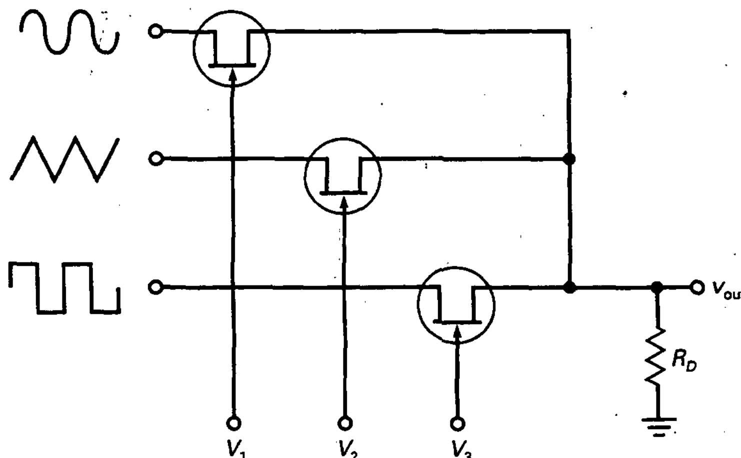


Figura 13-27. Multiplexador.

desplazamiento en la tensión de salida final producido por variaciones de la alimentación, el transistor o la temperatura.

La Figura 13-28*a* muestra un procedimiento para superar el problema de la deriva que se produce por el acoplamiento directo. En lugar de usar un acoplamiento directo, utilizamos un muestreador JFET para convertir la tensión continua de entrada en una onda cuadrada. El valor de pico de esta onda cuadrada es igual a V_{DC}. Debido a que la onda cuadrada es una señal alterna, podemos utilizar un amplificador de alterna convencional, uno con condensadores de acoplo entre las etapas. La salida amplificada puede entonces ser detectada por su pico para recuperar la señal continua amplificada.

El amplificador muestreador puede amplificar pequeñas señales de alterna, así como señales de continua. Si la entrada es una señal alterna de baja frecuencia, se obtiene la forma de onda que aparece en la Figura 13-28*b*. Esta señal muestreada puede ahora ser amplificada por un amplificador de alterna que está libre de deriva. La señal amplificada puede entonces aplicarse a un detector de pico para recuperar la señal de entrada original.

❑ Amplificador de aislamiento

La Figura 13-29 muestra un amplificador de aislamiento (*buffer*), una etapa intermedia que aísla la anterior de la posterior. En teoría, un amplificador de aislamiento debe tener una impedancia de entrada alta. Si así sucede, casi toda la tensión Thevenin de la etapa A aparece en la entrada del amplificador de aislamiento. Éste debe tener también una impedancia de salida pequeña, para asegurar así que toda su tensión de salida alcance la entrada de la etapa B.

El seguidor de fuente es un excelente amplificador de aislamiento debido a su alta impedancia de entrada (del orden de megaohmios a frecuencias bajas) y su pequeña impedancia de salida (cientos de ohmios es lo

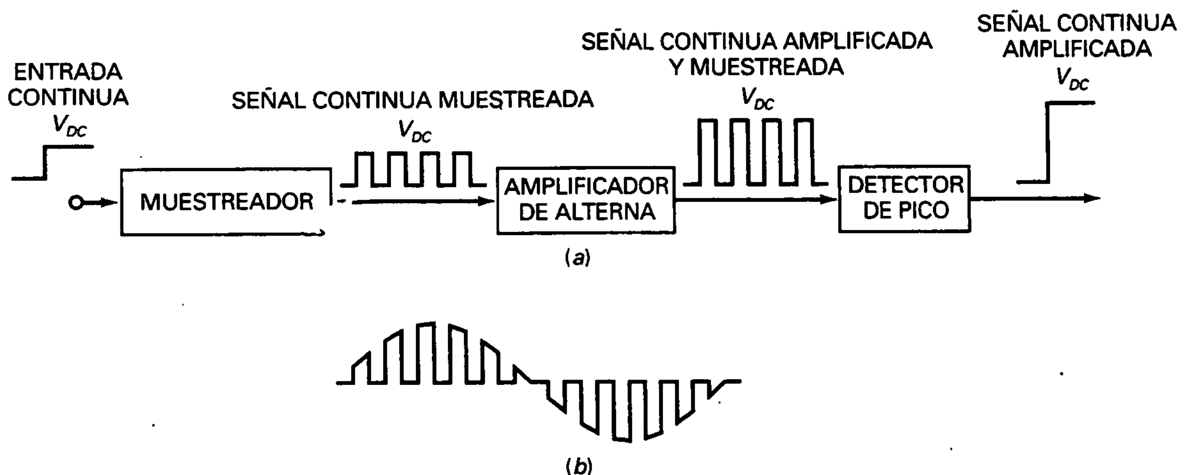


Figura 13-28. Amplificador muestreador.



Figura 13-29. Los amplificadores aisladores aíslan las etapas A y B.

típico). La alta impedancia significa una pequeña carga para la etapa precedente. La impedancia de salida pequeña implica que el amplificador de aislamiento puede estimular a cargas elevadas (pequeñas resistencias de carga).

❑ Amplificadores de bajo ruido

El *ruido* es una perturbación no deseada superpuesta sobre una señal útil. El ruido interfiere en la información que contiene la señal; cuanto más ruido, menor información. Por ejemplo, el ruido en receptores de televisión produce pequeños puntos blancos o negros en la imagen. Un ruido muy denso puede eliminarla. De forma similar, el ruido en receptores de radio produce interferencias y silbidos, lo que algunas veces encubre completamente la voz o la música. El ruido es independiente de la señal, al existir aun cuando la señal no esté presente.

El JFET es un excelente dispositivo de bajo ruido, ya que introduce mucho menos que un dispositivo bipolar. Este hecho es especialmente importante en las primeras etapas de los receptores y otros equipos electrónicos debido a que las etapas siguientes amplifican el ruido además de la señal. Si utilizamos un amplificador JFET en la primera etapa, tenemos menos ruido amplificado en la salida final.

Otros circuitos introducidos cerca de la etapa de salida de los receptores son *mezcladores de frecuencia* y *osciladores*. Un mezclador de frecuencia es un circuito que transforma una frecuencia alta a otra baja. Un oscilador es un circuito que genera una señal de corriente alterna. Los JFET se usan frecuentemente como amplificadores de VHF/UHF, mezcladores y osciladores. *VHF* quiere decir «frecuencias muy altas» (*Very High Frequencies*) (de 30 a 300 MHz), y *UHF*, «frecuencias extremadamente altas» (*Ultra High Frequencies*) (de 300 a 3.000 MHz).

❑ Resistencia controlada por tensión

Cuando un JFET funciona en la zona óhmica, normalmente $V_{GS} = 0$ para asegurarnos una saturación fuerte. Pero esto es una excepción. Es posible hacer funcionar un JFET en la zona óhmica con valores de V_{GS} entre 0 y $V_{GS(off)}$. En este caso, el JFET se comportará como una *resistencia controlada por tensión.*

En la Figura 13-30 se muestran las curvas de salida de un 2N5951 cerca del origen con V_{DS} menor de 100 mV. En esta zona, la resistencia r_{ds} para

pequeña señal se define como la relación entre la tensión de drenador y la corriente de drenador:

$$r_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D} \tag{13-19}$$

En la Figura 13-30 puede ver que r_{ds} depende de qué curva usemos para V_{GS}. Para $V_{GS} = 0$, r_{ds} es mínima e igual a R_{DS}. Según V_{GS} se va haciendo más negativa, r_{ds} aumenta y se hace mayor que R_{DS}.

Por ejemplo, cuando $V_{GS} = 0$ en la Figura 13-30, podemos calcular:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}8 \text{ mA}} = 125 \ \Omega$$

Cuando $V_{GS} = -2$ V:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}4 \text{ mA}} = 250 \ \Omega$$

Para $V_{GS} = -4$ V:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}1 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

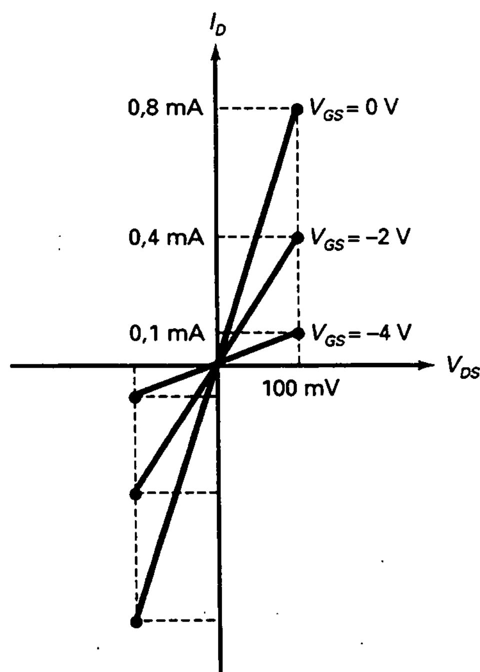


Figura 13-30. La r_{ds} para pequeña señal está controlada por tensión.

Con estos resultados podemos constatar que un JFET que funciona en la zona óhmica actúa como una resistencia controlada por tensión.

Recuerde que un JFET es un dispositivo simétrico para frecuencias bajas, con lo que cada extremo puede funcionar como fuente o drenador indistintamente. Es por esto por lo que las curvas de salida en la Figura 13-30 se extienden a ambos lados del origen. Esto significa que un JFET se puede usar como una resistencia controlada por tensión para señales alternas pequeñas, generalmente aquellas con tensiones pico a pico menores de 200 mV. Cuando se usa de esta forma, el JFET no necesita una tensión de drenador continua de alimentación, ya que es proporcionada por la pequeña señal de entrada.

La Figura 13-31*a* muestra un circuito paralelo donde el JFET funciona como resistencia controlada por tensión. Este circuito es idéntico al interruptor paralelo JFET visto anteriormente. La diferencia está en que V_{GS} no oscila entre 0 y una tensión negativa alta. Sin embargo, V_{GS} puede variar continuamente, esto es, puede tener cualquier valor entre 0 y $V_{GS(\text{off})}$. De esta forma, V_{GS} controla la resistencia del JFET, cambiando el valor de pico de la tensión de salida.

La Figura 13-31*b* es un circuito serie con un JFET funcionando como resistencia controlada por tensión. La idea básica es la misma. Cuando cambia V_{GS}, cambia la resistencia para alterna del JFET, cambiando el valor de pico de la tensión de salida.

Como se calculó anteriormente, cuando $V_{GS} = 0$ V, el 2N5951 tiene una resistencia para pequeña señal de:

$$r_{ds} = 125\ \Omega$$

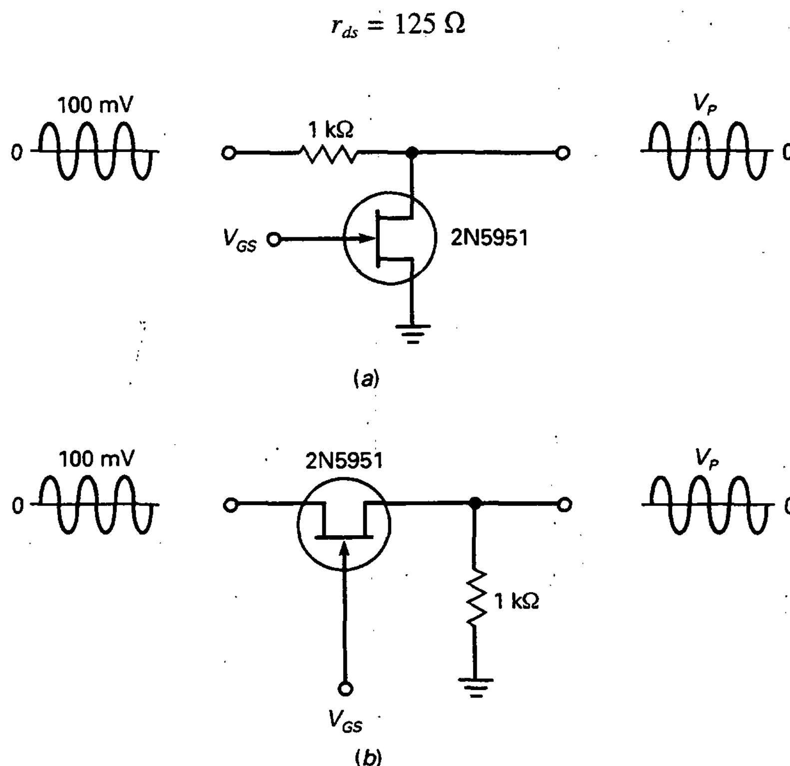


Figura 13-31. Ejemplo de resistencia controlada por tensión.

En la Figura 13-31*a*, esto provocará un pico de tensión de salida de:

$$V_p = \frac{125\ \Omega}{1{,}125\ \text{k}\Omega}(100\ \text{mV}) = 11{,}1\ \text{mV}$$

Si V_{GS} cambia a –2 V, r_{ds} aumenta a 250 Ω, y el pico de tensión aumenta a:

$$V_p = \frac{250\ \Omega}{1{,}25\ \text{k}\Omega}(100\ \text{mV}) = 20\ \text{mV}$$

Si V_{GS} cambia a –4 V, r_{ds} aumenta a 1 kΩ, y el pico de tensión aumenta a:

$$V_p = \frac{1\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(100\ \text{mV}) = 50\ \text{mV}$$

❑ Control automático de ganancia

Cuando un receptor pasa de sintonizar una emisora con señal débil a una emisora con señal fuerte, el altavoz producirá un sonido muy intenso a menos que el volumen se reduzca inmediatamente. El volumen puede variar también debido a un desvanecimiento, una variación en la intensidad de la señal causada por un cambio eléctrico en la trayectoria entre las antenas de recepción y transmisión. Para evitar cambios no deseados en el volumen, la mayoría de los receptores utilizan el *control automático de ganancia (CAG)*.

La Figura 13-32 presenta la idea básica de un CAG. Una señal de entrada v_{in} atraviesa un JFET funcionando como una resistencia controlada por tensión. La señal es amplificada y da como resultado una señal de salida v_{out}. Esta señal de salida realimenta un detector de picos. La salida de este detector de picos proporciona la tensión V_{GS} al JFET.

Si la señal de entrada aumenta en un valor grande repentinamente, la tensión de salida aumentará. Debido a esto, llegará un pico grande de tensión negativa al detector de picos. Como V_{GS} es más negativa, el JFET aumenta su resistencia óhmica, lo que reduce la señal que entra en el amplificador y, consecuentemente, la de salida.

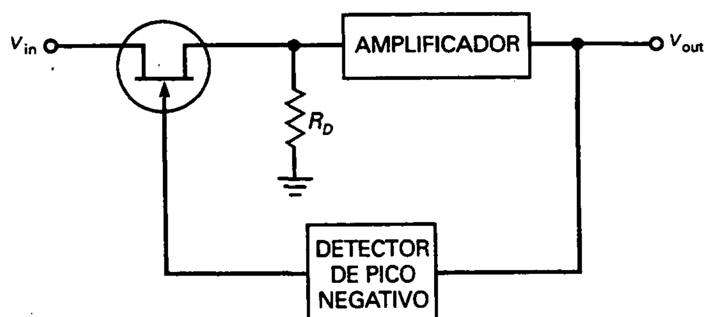


Figura 13-32. Control automático de ganancia.

Por otra parte, si la señal de salida disminuye, la salida disminuye y el detector de picos produce una salida menor. Como V_{GS} es menos negativa, el JFET aumenta la tensión en la entrada del amplificador, lo que aumenta la salida final. Como vemos, el efecto que produce cualquier cambio repentino en la señal de entrada es compensado o, al menos, reducido por la acción del CAG.

❑ Otro ejemplo de CAG

Como se vio anteriormente, el valor g_m de un JFET disminuye cuando V_{GS} se hace más negativa. La ecuación es:

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)$$

Ésta es una ecuación lineal. Cuando se representa gráficamente, da como resultado la Figura 13-33*a*. Para un JFET, g_m alcanza el valor máximo cuando $V_{GS} = 0$. A medida que V_{GS} se hace más negativo, el valor de g_m disminuye. Como un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión de

$$A = g_m r_d$$

podemos controlar la ganancia de tensión controlando el valor de g_m.

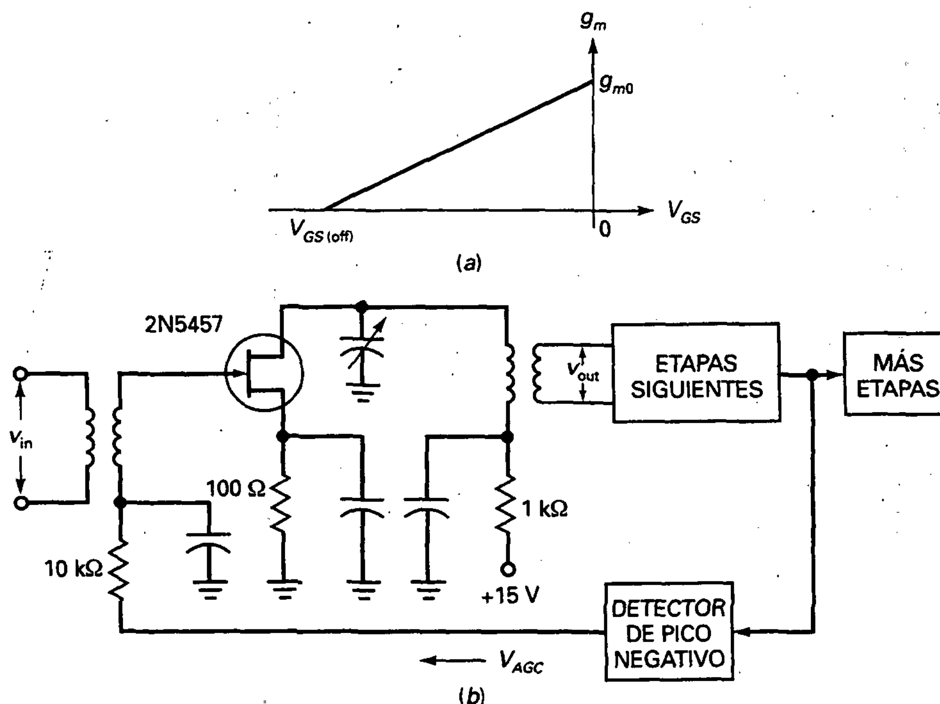


Figura 13-33. Uso de CAG con receptor.

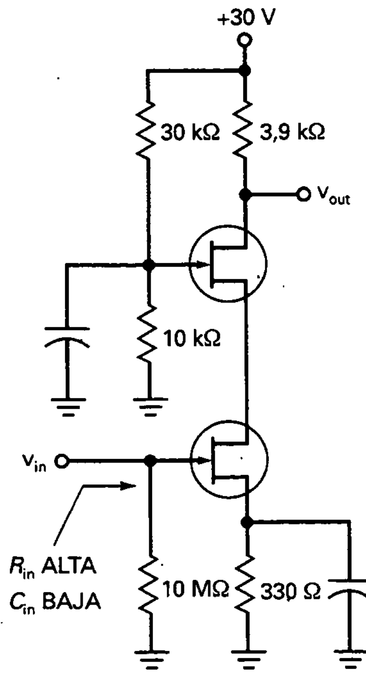


Figura 13-34. Amplificador cascodo.

La Figura 13-33*b* muestra cómo se hace. Un amplificador JFET está cerca de la primera etapa de un receptor. Tiene una ganancia de tensión $g_m r_d$. Las etapas siguientes amplifican la salida del JFET. Esta salida amplificada entra en un detector de pico negativo que produce una tensión V_{CAG}. Esta tensión negativa retorna al amplificador JFET, donde se aplica a la puerta.

Cuando el receptor se sintoniza de una estación débil a una fuerte, se tiene un aumento de señal en el detector de pico y V_{CAG} es más negativa, con lo que se reduce la ganancia del amplificador JFET. Inversamente, si la señal disminuye, la tensión de CAG aplicada en la puerta es menor y la etapa del JFET proporciona una señal de salida mayor.

El efecto total del CAG es que la señal se incrementa, pero no tanto como lo haría sin el CAG. Por ejemplo, en algunos sistemas de CAG el incremento del 100 por 100 en la señal de entrada da como resultado un incremento de menos del 1 por 100 en la señal de salida final.

❑ Amplificador cascodo

La Figura 13-34 es un ejemplo de un amplificador cascodo. Se puede ver que la ganancia de tensión total de la conexión de estos dos FET es

$$A = g_m r_d$$

resultando la misma ganancia de tensión que para un amplificador en fuente común.

La ventaja de este circuito es su baja capacidad de entrada, importante para señales de VHF y UHF. A estas frecuencias, la capacidad de entrada es un factor limitador de la ganancia en tensión. Con un amplificador cascodo, la pequeña capacidad de entrada permite que el circuito amplifique frecuencias mayores de las que podría hacerlo un solo amplificador en fuente común. En el Capítulo 16 analizaremos matemáticamente el efecto de la capacidad de entrada para el funcionamiento con frecuencias altas.

❑ Fuente de corriente

Suponga que tenga una carga que necesita una corriente constante. Una solución sería usar un JFET con la puerta cortocircuitada. La Figura 13-35*a* muestra la idea básica. Si el punto *Q está en la zona activa, como muestra la Figura 13-35b*, la corriente por la carga es igual a I_{DSS}. Si la carga tolera los cambios en I_{DSS} cuando reemplazamos el JFET, este circuito es una excelente solución.

Por otra parte, si la corriente de carga constante debe tener un valor específico, podemos usar una resistencia de fuente variable, como muestra la Figura 13-35*c*. La autopolarización provocará valores negativos de V_{GS}. Ajustando la resistencia, podemos encontrar puntos Q distintos, como muestra la Figura 13-35*d*.

El uso de JFET de esta manera simple nos proporciona corrientes de carga constantes, incluso si cambiamos la resistencia de carga. En capítulos posteriores veremos otras maneras de fijar una corriente usando amplificadores operacionales.

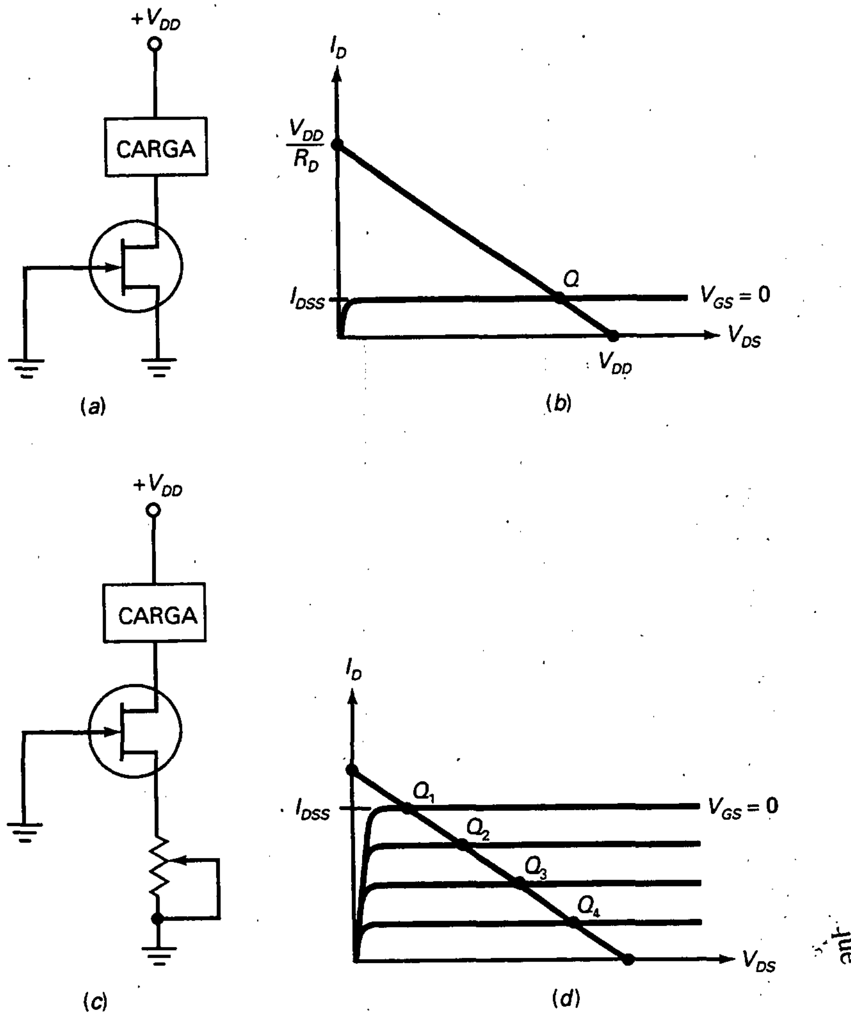


Figura 13-35. Uso de JFET como fuente de corriente.

❑ Limitadores de corriente

En lugar de proporcionar corriente, un JFET puede limitarla. La Figura 13-36*a* nos muestra cómo. En esta aplicación, el JFET funciona en la zona óhmica y no en la activa. Para asegurarnos el funcionamiento en dicha zona, el diseñador debe escoger valores para obtener la recta de carga de continua de la Figura 13-36*b*. El punto *Q* normal se encuentra en la zona óhmica y la corriente de carga normal vale aproximadamente V_{DD}/R_D.

Si cortocircuitamos la carga, la recta de carga para continua se hace vertical. En este caso el punto *Q* cambia a la nueva posición mostrada en la Figura 13-36*b*. Con este punto *Q*, limitamos la corriente a I_{DSS}. Normalmente, una resistencia cortocircuitada produce una corriente de carga excesiva. Pero con un JFET en serie con la carga, la corriente se limita a un valor seguro.

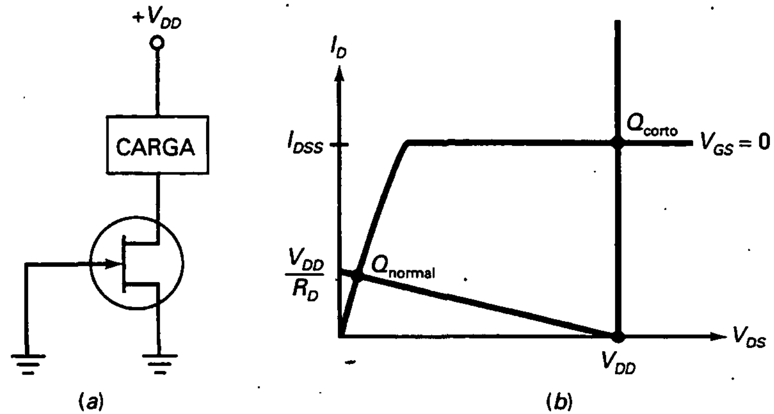


Figura 13-36. El JFET limita la corriente si está en corto.

❑ Conclusión

Mire la Tabla 13-1. Algunos de los términos son nuevos y se tratarán en capítulos posteriores. El JFET de aislamiento tiene como ventaja su alta impedancia de entrada y su baja impedancia de salida. Por ello, la elección normal en etapas finales de sistemas como voltímetros, osciloscopios y otros es el JFET, equipamiento similar al que usted necesita con resistencias de entrada altas (10 MΩ o más). Como referencia, la resistencia de entrada de la puerta de un JFET es mayor de 100 MΩ.

Cuando usamos un JFET como amplificador de señales pequeñas, su tensión de salida está linealmente relacionada con la tensión de entrada, ya cias sólo es usada una pequeña parte de la característica de transferencia. Cérca de las etapas finales de los receptores de televisión o radio, las señales

Tabla 13-1. Aplicaciones FET

Aplicación	Principal ventaja	Usos
Amplificador de aislamiento	Z_{in} alta, z_{out} baja	Equipos de medida de propósito general, receptores
Amplificador de radiofrecuencia	Bajo ruido	Sintonizadores FM, equipos de comunicación
Mezclador de radiofrecuencia	Distorsión baja	Receptores de TV y radio, equipos de comunicación
Amplificador con CGA	Control de ganancia fácil	Receptores, generadores de señal
Amplificador cascode	Capacidad de entrada baja	Equipos de medida, equipos de prueba
Amplificador muestreador	Sin desplazamiento	Amplificadores de corriente continua, sistemas de control de orientación
Resistencia variable	Control de tensión	Amplificadores operacionales, control de tono en órganos
Amplificador de audio	Condensadores de acoplamiento pequeños	Audífonos, transductores inductivos
Oscilador de radiofrecuencia	Mínimo desplazamiento de la frecuencia	Frecuencias estándar, receptores

son pequeñas. De esta forma, los JFET se usan normalmente como amplificadores de radiofrecuencia.

Con señales grandes, usamos un tramo mayor de la característica de transferencia, lo que afecta a la distorsión de la ley cuadrática. Esta distorsión parabólica no es deseable en un amplificador. Pero en un mezclador de frecuencias, esta distorsión es una ventaja. Por ello, se prefieren los JFET al transistor bipolar para aplicaciones de mezcla en TV y radio.

Como se indica en la Tabla 13-1, los JFET son usados en amplificadores con CGA, amplificadores cascode, muestreadores, resistencias controladas por tensión, amplificadores de audio y osciladores.

13-10. CÓMO LEER LAS HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

Las hojas de características de los JFET son similares a las de los transistores bipolares. El lector encontrará especificaciones máximas, características de continua, características de alterna (para señal), datos mecánicos, etc. Como de costumbre, un dato adecuado para comenzar son las especificaciones máximas, porque éstas indican los limites de las corrientes, tensiones y otras cantidades de los JFET.

❑ Especificaciones de ruptura

En el Apéndice, la hoja de características del MPF102 da estas especificaciones máximas:

V_{DS} 25 V
V_{GS} −25 V
P_D 200 mW

Habitualmente, en un diseño normal se incluye un factor de seguridad para las especificaciones máximas.

Como se señaló anteriormente, el factor de ajuste nos indica cuánto se reduce la especificación de potencia de un dispositivo. El factor de ajuste de un MPF102 es 2 mW/°C. Este hecho significa que se tiene que reducir la especificación de potencia de 200 mW en 2 mW por cada grado que sobrepase los 25 °C.

❑ I_{DSS} y $V_{GS(off)}$

Dos indicaciones de las más importantes en la hoja de características de un dispositivo de empobrecimiento son la corriente de drenador máxima y la tensión puerta-fuente de corte. Estos valores se dan en la hoja de características de un MPF102:

Símbolo	Mínimo	Máximo
$V_{GS(off)}$	—	−8 V
I_{DSS}	2 mA	20 mA

Hemos comentado antes la dispersión 10:1 en I_{DSS}. Esta gran dispersión fue una de las razones para usar las aproximaciones del JFET. Otra razón de la aproximación es ésta: la hoja de características frecuentemente omite valores, así que realmente no se tiene idea del valor de algunas magnitudes. En el caso del MPF102, no se da el valor *mínimo* de $V_{GS(off)}$.

❑ Tabla de JFET

La Tabla 13-2 muestra una lista de diferentes JFET. Los datos están ordenados de forma ascendente según g_{m0}. Las hojas de características para estos JFET muestran que algunos están optimizados para trabajar a frecuencias de audio y otros para radiofrecuencia. Los tres últimos están optimizados para aplicaciones de conmutación.

Los JFET son dispositivos de pequeña señal porque su disipación de potencia es normalmente menor que un vatio. En aplicaciones de audio los JFET se usan a menudo como seguidores de fuente. En aplicaciones de radiofrecuencia se usan como amplificadores VHF/UHF, mezcladores y osciladores. En aplicaciones de conmutación se usan típicamente como conmutadores analógicos.

Tabla 13-2. Muestras de JFET

Dispositivo	$V_{GS(off)}$ (V)	I_{DSS} (mA)	g_{m0} (μS)	R_{DS} (Ω)	Aplicación
J202	–4	4,5	2.250	888	Audio
2N5668	–4	5	2.500	800	RF
MPF3822	–6	10	3.333	600	Audio
2N5459	–8	16	4.000	500	Audio
MPF102	–8	20	5.000	400	RF
J309	–4	30	15.000	133	RF
BF246B	–14	140	20.000	100	Conmutación
MPF4857	–6	100	33.000	60	Conmutación
MPF4858	–4	80	40.000	50	Conmutación

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 13-1. Ideas básicas

La unión FET, abreviada JFET, tiene una fuente, una puerta y un drenador. El JFET tiene dos diodos: el puerta-fuente y el diodo puerta-drenador. En funcionamiento normal, el diodo puerta-fuente está polarizado en inversa. Entonces, la tensión de la puerta controla la corriente de salida.

Sección 13-2. Características de salida

La máxima corriente de drenador ocurre cuando la tensión puerta-fuente vale cero. La tensión de estrangulamiento separa las zonas óhmica y activa para $V_{GS} = 0$. La tensión de corte puerta-fuente tiene la misma magnitud que la tensión de estrangulamiento. $V_{GS(off)}$ desactiva el JFET.

Sección 13-3. Características de transferencia

Ésta es una curva de la corriente de salida en función de la tensión puerta-fuente. La corriente de drenador se incrementa más rápidamente a medida que V_{GS} se aproxima a cero. Como la ecuación para la corriente de salida contiene una cantidad al cuadrado, los JFET se denominan dispositivos de ley cuadrática. La característica de transferencia normalizada muestra que el I_D

es igual a un cuarto del máximo cuando V_{GS} es igual a la mitad del corte.

Sección 13-4. Polarización en la zona óhmica

La polarización de puerta se usa para polarizar un JFET en la zona óhmica. Cuando funciona en la zona óhmica, un JFET es equivalente a una resistencia pequeña de R_{DS}. Para asegurar funcionamiento en la zona óhmica, el JFET se lleva a saturación fuerte usando $V_{GS} = 0$ e $I_{D(sat)} < I_{DSS}$.

Sección 13-5. Polarización en la zona activa

Cuando la tensión de puerta es mucho mayor que V_{GS}, la polarización por división de tensión puede proporcionar un punto Q estable en la zona activa. Cuando están disponibles fuentes de tensión positiva y negativa, se puede usar polarización con dos fuentes para compensar las variaciones de V_{GS} y obtener un punto Q estable. Cuando las tensiones de alimentación no son grandes, se puede usar polarización por fuente de corriente para obtener un punto Q estable. La autopolarización se usa sólo con amplificadores de pequeña señal porque el punto Q es menos estable que con los otros métodos de polarización.

Sección 13-6. Transconductancia

La transconductancia g_m nos habla de lo efectiva que es la tensión de puerta para controlar la corriente de drenador. La cantidad g_m es la pendiente de la curva de transconductancia o característica de transferencia, que se incrementa a medida que V_{GS} se aproxima a cero. Las hojas de características pueden mostrar g_{fs} y siemens, que es equivalente a g_m y mhos.

Sección 13-7. Amplificadores JFET

Un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión de $g_m r_d$ y produce una señal de salida invertida. Uno de los usos más importantes de un amplificador JFET es el seguidor de fuente, que se usa a menudo como primera etapa de sistemas debido a su alta impedancia de entrada.

Sección 13-8. El interruptor analógico con JFET

En esta aplicación, el JFET actúa como un interruptor que transmite o bloquea una pequeña señal alterna. Para obtener este funcionamiento se polariza en saturación fuerte o corte, dependiendo si V_{GS} es alta o baja. Se usan interruptores JFET serie y paralelo. Los de tipo serie tienen una razón conexión-desconexión mayor.

Sección 13-9. Otras aplicaciones del JFET

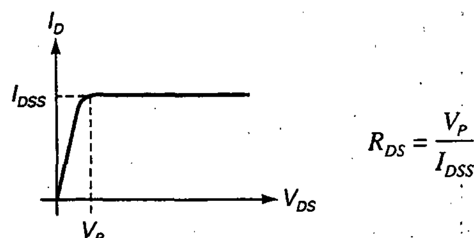
Los JFET se usan como multiplexores (óhmica), amplificadores muestreadores (óhmica), amplificadores aisladores (activa), resistencias controladas por tensión (óhmica), circuitos CGA (óhmica), amplificadores cascode (activa), fuentes de corriente (activa) y limitadores de corriente (óhmica y activa).

Sección 13-10. Cómo leer las hojas de características

Los JFET son principalmente dispositivos de pequeña señal porque la mayoría tienen una limitación de potencia menor de 1 W. Cuando se consultan las hojas de características se debe empezar por las limitaciones máximas. Algunas veces las hojas de características omiten el valor $V_{GS(off)}$ u otros parámetros. La extensa lista de parámetros JFET justifica el uso de aproximaciones ideales para los análisis preliminares y detección de averías.

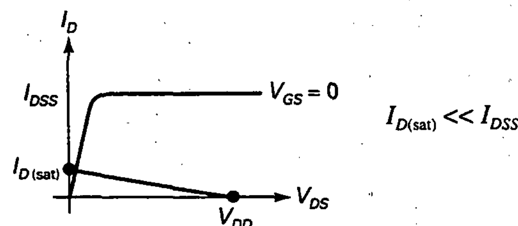
DEFINICIONES

(13-1) Resistencia óhmica en el estrangulamiento:



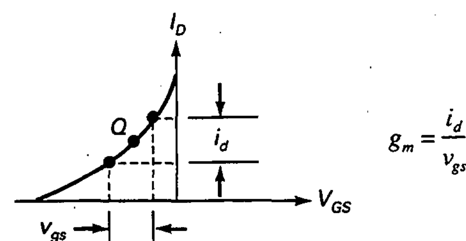
$$R_{DS} = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

(13-5) Saturación fuerte:



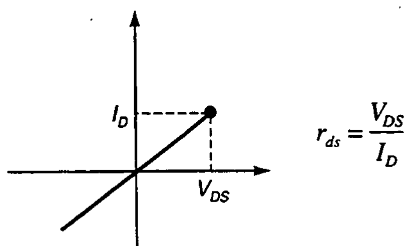
$$I_{D(sat)} << I_{DSS}$$

(13-13) Transconductancia:



$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$$

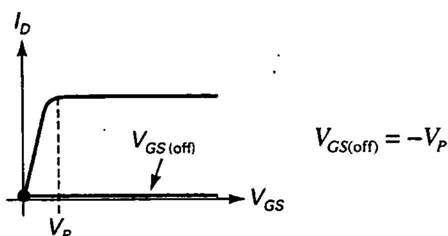
(13-19) Resistencia óhmica cerca del origen:



$$r_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

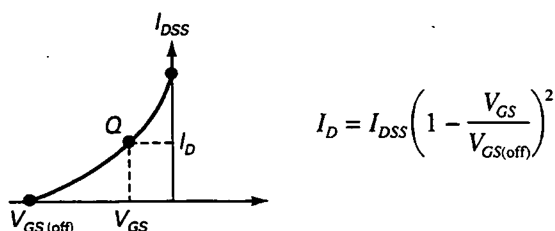
DERIVACIONES

(13-2) Tensión de corte puerta-fuente:



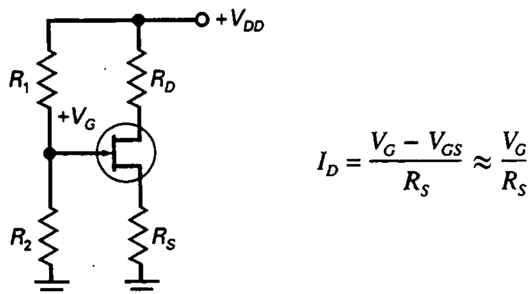
$$V_{GS(off)} = -V_P$$

(13-3) Corriente de drenador:



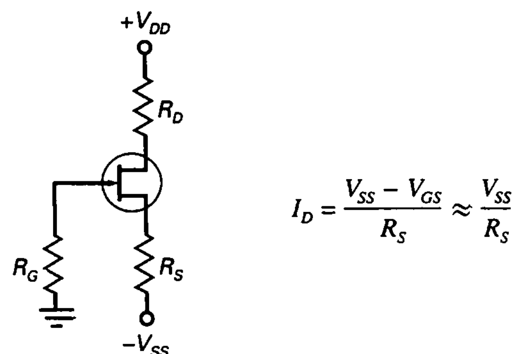
$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

(13-7) Polarización por división de tensión:



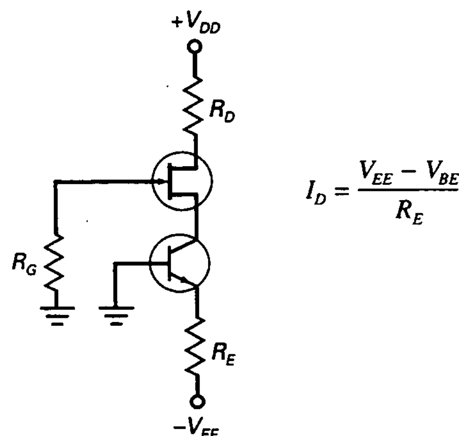
$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S}$$

(13-8) Polarización de fuente:



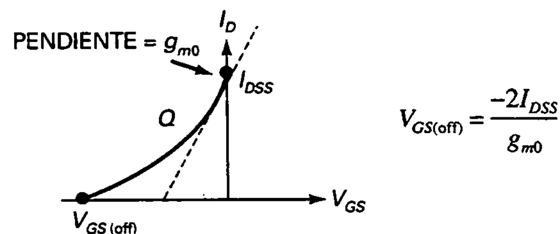
$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S}$$

(13-9) Polarización por fuente de corriente:



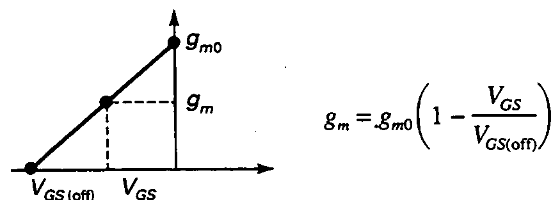
$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

(13-14) Tensión de corte de puerta:



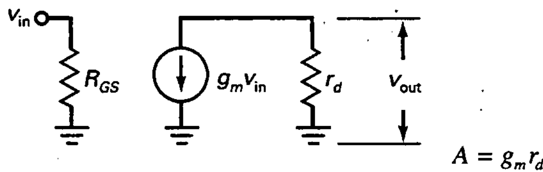
$$V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

(13-15) Transconductancia:



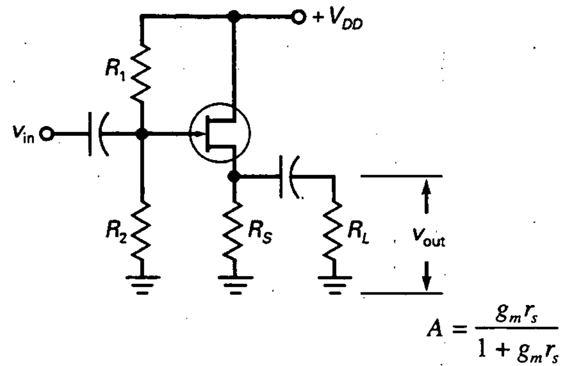
$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)$$

(13-16) Ganancia de tensión en fuente común:



$$A = g_m r_d$$

(13-17) Seguidor de fuente:



$$A = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s}$$

CUESTIONES

1. Un JFET
   - **a)** Es un dispositivo controlado por tensión
   - **b)** Es un dispositivo controlado por corriente
   - **c)** Tiene una resistencia de entrada pequeña
   - **d)** Tiene una ganancia de tensión muy grande
2. Un transistor unipolar utiliza
   - **a)** Tanto electrones libres como huecos
   - **b)** Sólo electrones libres
   - **c)** Sólo huecos
   - **d)** Unos u otros pero no ambos
3. La impedancia de entrada de un JFET
   - **a)** Tiende a cero
   - **b)** Tiende a uno
   - **c)** Tiende a infinito
   - **d)** Es imposible de predecir
4. La puerta controla
   - **a)** El ancho del canal
   - **b)** La corriente de drenador
   - **c)** La tensión de puerta
   - **d)** Todos los anteriores
5. El diodo puerta-fuente de un JFET debería estar
   - **a)** Polarizado en directa
   - **b)** Polarizado en inversa
   - **c)** Polarizado tanto en directa como en inversa
   - **d)** Ninguna de las anteriores
6. Comparando a un transistor bipolar el JFET tiene mucha más
   - **a)** Ganancia de tensión
   - **b)** Resistencia de entrada
   - **c)** Tensión de alimentación
   - **d)** Corriente
7. La tensión de estrangulamiento tiene la misma magnitud que la
   - **a)** Tensión de puerta
   - **b)** Tensión drenador-fuente
   - **c)** Tensión puerta-fuente
   - **d)** Tensión de corte puerta-fuente
8. Cuando la corriente de saturación de drenador es menor que I_{DSS} un JFET actúa como un
   - **a)** Transistor bipolar
   - **b)** Fuente de corriente
   - **c)** Resistencia
   - **d)** Batería
9. R_{DS} es igual a la tensión de estrangulamiento dividida entre la
   - **a)** Corriente de drenador
   - **b)** Corriente de puerta
   - **c)** Corriente de drenador ideal
   - **d)** Corriente de drenador para una tensión de puerta nula
10. La curva de transferencia es
    - **a)** Lineal
    - **b)** Similar a la gráfica de una resistencia
    - **c)** No lineal
    - **d)** Como una sola curva de drenador
11. La transconductancia se incrementa cuando la corriente de drenador se aproxima a
    - **a)** 0 **c)** I_{DSS}
    - **b)** $I_{D(sat)}$ **d)** I_S
12. Un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión igual a
    - **a)** $g_m r_d$ **c)** $g_m r_s/(1 + g_m r_s)$
    - **b)** $g_m r_s$ **d)** $g_m r_d/(1 + g_m r_d)$
13. Un seguidor de fuente tiene una ganancia de tensión igual a
    - **a)** $g_m r_d$ **c)** $g_m r_s/(1 + g_m r_s)$
    - **b)** $g_m r_s$ **d)** $g_m r_d/(1 + g_m r_d)$
14. Cuando la señal de entrada es grande, un seguidor de fuente tiene
    - **a)** Una ganancia de tensión menor que 1

b) Una distorsión pequeña
c) Una resistencia de entrada grande
d) Todas las anteriores

15. La señal de entrada que se utiliza con un interruptor analógico JFET debe ser
a) Pequeña c) Una onda cuadrada
b) Grande d) Muestreada

16. Un amplificador cascode tiene la ventaja de
a) Una ganancia de tensión grande
b) Una capacidad de entrada pequeña
c) Una impedancia de entrada pequeña
d) Una g_m mayor

17. VHF son las siglas para frecuencias comprendidas entre
a) 300 kHz y 3 MHz
b) 3 y 30 MHz
c) 30 y 300 MHz
d) 300 MHz y 3 GHz

18. Cuando un JFET está en corte, las zonas de deplexión están
a) Muy lejanas c) Tocándose
b) Muy juntas d) Conduciendo

19. Cuando la tensión de puerta se hace más negativa en un JFET de canal *n*, el canal entre las zonas de deplexión se hace
a) Más estrecho c) Conductor
b) Más ancho d) No conductor

20. Si un JFET tiene $I_{DSS} = 10$ mA y $V_P = 2$ V, entonces R_{DS} es igual a
a) 200 Ω c) 1 kΩ
b) 400 Ω d) 5 kΩ

21. La forma más fácil de polarizar un JFET en la zona óhmica es por medio de la
a) Polarización mediante un divisor de tensión
b) Autopolarización
c) Polarización de puerta
d) Polarización de fuente

22. La autopolarización produce
a) Realimentación positiva
b) Realimentación negativa
c) Realimentación directa
d) Realimentación inversa

23. Para tener una tensión puerta-fuente negativa en un circuito JFET autopolarizado se debe tener
a) Un divisor de tensión
b) Una resistencia de fuente
c) Una masa
d) Una tensión de alimentación de puerta negativa

24. La transconductancia se mide en
a) Ohmios
b) Amperios
c) Voltios
d) Mhos o siemens

25. La transconductancia indica la eficacia con que la tensión de entrada controla
a) La ganancia de tensión
b) La resistencia de entrada
c) La tensión de alimentación
d) La corriente de salida

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Explique cómo funciona un JFET, incluyendo las tensiones de estrangulamiento y de corte puerta-fuente en su explicación.
2. Dibuje las características de salida y de transferencia para un JFET.
3. Compare los transistores JFET y bipolar. Sus comentarios deben incluir ventajas y desventajas de cada uno de ellos.
4. ¿Cómo puede decir si un FET está funcionando en la zona óhmica o en la zona activa?
5. Dibuje un JFET seguidor de fuente y explique cómo funciona.
6. Dibuje un interruptor paralelo JFET y uno serie. Explique cómo funciona cada uno.
7. ¿Cómo se puede usar un JFET como un interruptor de electricidad estática?
8. ¿Qué parámetro de entrada controla la corriente de salida en un transistor bipolar? ¿Y en un JFET? Si los parámetros son diferentes, explíquelo.
9. Un JFET es un dispositivo que controla el flujo de corriente mediante una tensión aplicada a la puerta. Explique esto.
10. ¿Cuál es la ventaja de un amplificador cascode?
11. Explique por qué los JFET se encuentran algunas veces como primera etapa de un dispositivo amplificador en los receptores de radio.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 13-1. Ideas básicas

13-1. Un 2N5458 tiene una corriente de puerta de 1 nA cuando la tensión inversa es de −20 V. ¿Cuál es la resistencia de entrada de la puerta?

13-2. Un 2N5640 tiene una corriente de puerta de 1 μA cuando la tensión inversa es de −10 V y la temperatura ambiente de 100°C. ¿Cuál es la resistencia de entrada de la puerta?

Sección 13-2. Características de salida

13-3. Un JFET tiene $I_{DSS} = 16$ mA y $V_P = 3$ V. ¿Cuál es la corriente de drenador? ¿Cuál es la tensión puerta-fuente de corte? ¿Y el valor de R_{DS}?

13-4. Un 2N5555 tiene $I_{DSS} = 15$ mA y $V_{GS(off)} = -2$ V. ¿Cuál es la tensión de estrangulamiento para este JFET? ¿Cuál es la resistencia drenador-fuente R_{DS}?

13-5. Un 2N5457 tiene I_{DSS} = 1 a 5 mA y $V_{GS(off)}$ = = –0,5 a –6 V. ¿Cuáles son los valores mínimo y máximo de R_{DS}?

Sección 13-3. Características de transferencia

13-6. Un 2N5462 tiene I_{DSS} = 8 mA y $V_{GS(off)}$ = –4 V. ¿Cuál es la tensión de puerta y corriente de salida en la mitad del corte?

13-7. Un 2N5670 tiene I_{DSS} = 12 mA y $V_{GS(off)}$ = –3 V? ¿Cuál es la tensión de puerta y corriente de salida en la mitad del corte?

13-8. Si un 2N5486 tiene I_{DSS} = 14 mA y $V_{GS(off)}$ = = –4 V, ¿cuál es la corriente de salida cuando V_{GS} = –1 V? ¿Y cuando V_{GS} = –3 V?

Sección 13-4. Polarización en la zona óhmica

13-9. ¿Cuál es la corriente de saturación de drenador en la Figura 13-37*a*? ¿Y la tensión en el drenador?

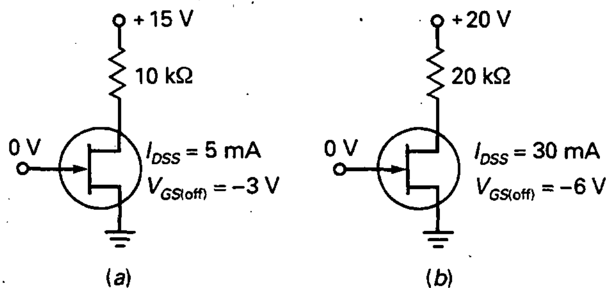


Figura 13-37

13-10. Si la resistencia de 10 kΩ de la Figura 13-37*a* se incrementa a 30 kΩ, ¿cuál es la tensión en el drenador?

13-11. ¿Cuál es la tensión en el drenador en la Figura 13-37*a*?

13-12. Si la resistencia de 20 kΩ de la Figura 13-37*b* se reduce a 10 kΩ, ¿cuál es la corriente de saturación del drenador? ¿Y la tensión en el drenador?

Sección 13-5. Polarización en la zona activa

13-13. ¿Cuál es la tensión en el drenador en la Figura 13-38*a*?

13-14. Dibuje la recta de carga en continua y el punto *Q* para la Figura 13-38*a*

13-15. ¿Cuál es la tensión en el drenador en la Figura 13-38*b*?

13-16. Si los 18 kΩ de la Figura 13-38*b* se cambian a 30 kΩ, ¿cuál es la tensión en el drenador?

13-17. En la Figura 13-39*a*, ¿cuál es la corriente del drenador? ¿Y la tensión en el drenador?

13-18. Si los 7,5 kΩ de la Figura 13-39*a* se cambian a 4,7 kΩ, ¿cuál es la corriente del drenador? ¿Y la tensión en el drenador?

13-19. En la Figura 13-39*b*, la corriente del drenador es 2,5 mA. ¿A qué es igual V_{GS}? ¿Y V_{DS}?

13-20. La tensión a través de los 470 Ω de la Figura 13-39*b* es 1,2 V. ¿Cuál es la tensión entre drenador y masa?

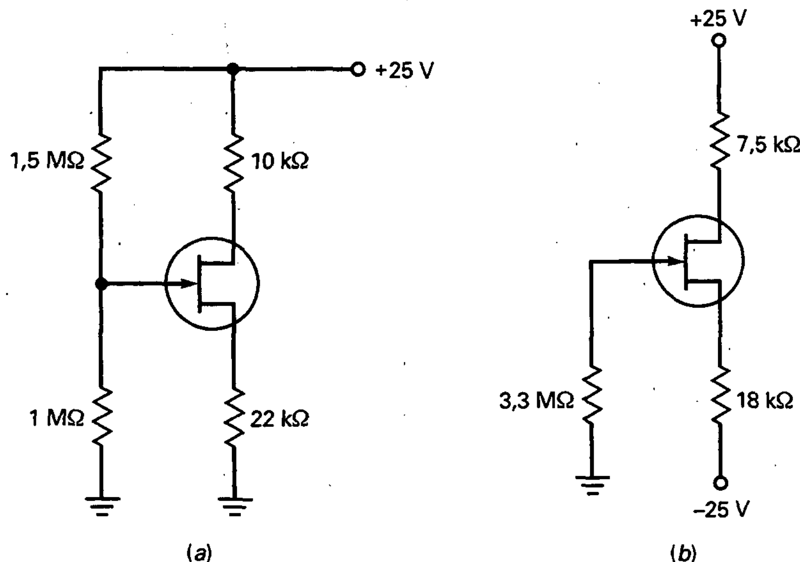


Figura 13-38

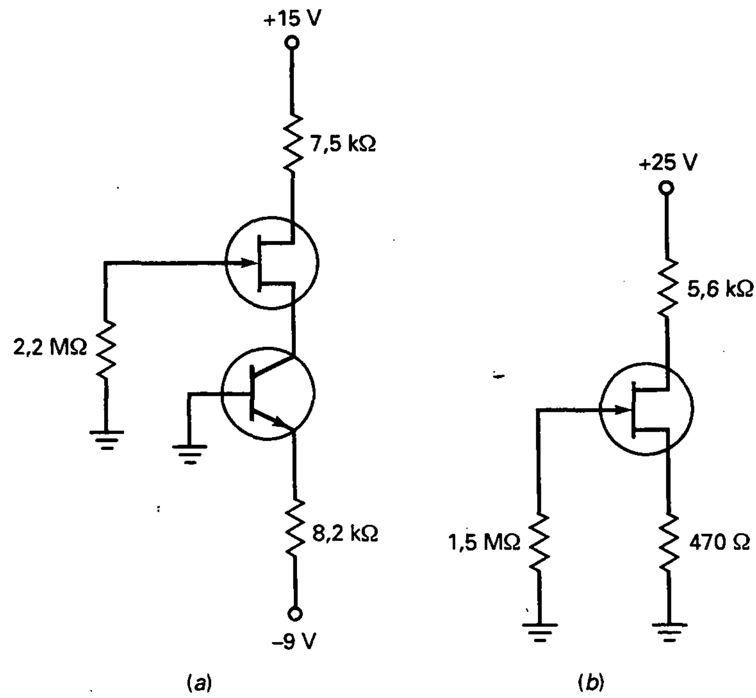


Figura 13-39

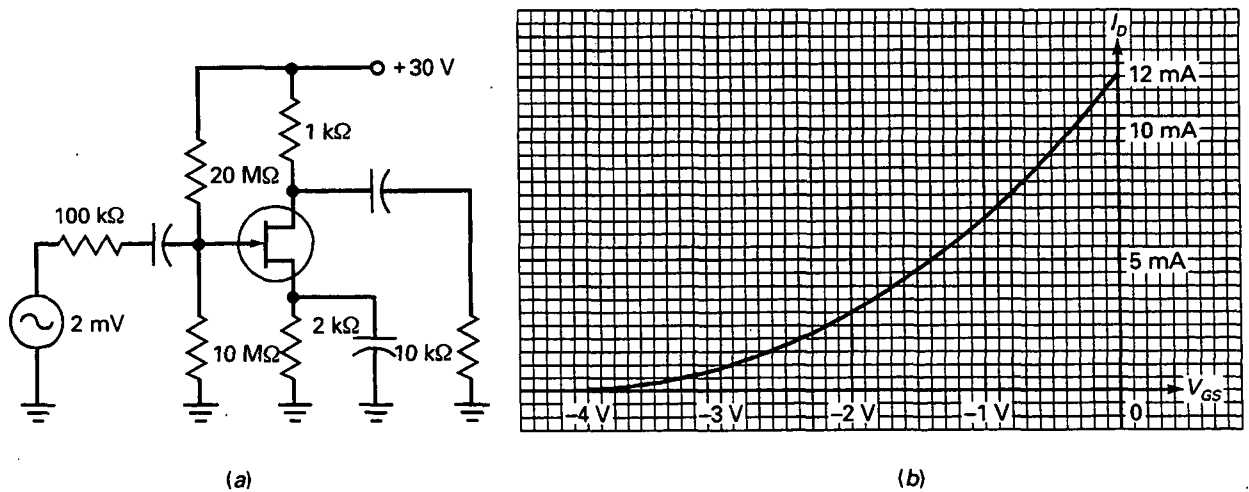


Figura 13-40

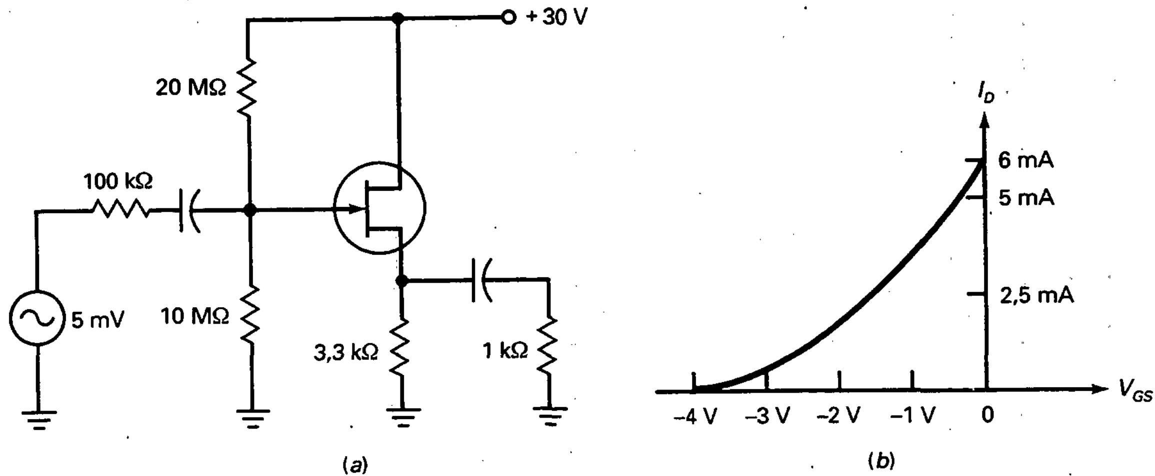


Figura 13-41

Sección 13-6. Transconductancia

13-21. Un 2N4416 tiene una I_{DSS} = 10 mA y g_{m0} = = 4.000 μS ¿Cuál es la tensión puerta-fuente de corte? ¿Cuál es el valor de g_{m0} para V_{GS} = −2 V?

13-22. Un 2N3370 tiene una I_{DSS} = 2,5 mA y g_{m0} = 1.500 μS. ¿Cuál es el valor de g_m para V_{GS} = − 1 V?

13-23. El JFET de la Figura 13-40*a* tiene una g_{m0} de 6.000 μS. Si I_{DSS} = 12 mA, ¿cuál es el valor de I_D para V_{GS} de −2 V? Encuentre la g_m para esta I_D

Sección 13-7. Amplificadores JFET

13-24. Si g_m = 3.000 μS en la Figura 13-40*a*, ¿cuál es la tensión alterna de salida?

13-25. El amplificador JFET de la Figura 13-40*a* tiene la característica de transferencia de la Figura 13-40*b*. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

13-26. Si el seguidor de fuente de la Figura 13-41*a* tiene una g_m = 2.000 μS, ¿cuál es la tensión alterna de salida?

13-27. El seguidor de fuente de la Figura 13-41*a* tiene la característica de transferencia de la Figura 13-41*b*. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

Sección 13-8. El interruptor analógico con JFET

13-28. La tensión de entrada de la Figura 13-42*a* es de 50 mV de pico a pico. ¿Cuál es la tensión de salida cuando V_{GS} = 0 V? ¿Cuando V_{GS} = = −10 V? ¿Y la razón conexión-desconexión?

13-29. La tensión de entrada de la Figura 13-42*b* es de 25 mV pico a pico. ¿Cuál es la tensión de salida cuando V_{GS} = 0 V? ¿Cuando V_{GS} = −10 V? ¿Y la razón conexión-desconexión?

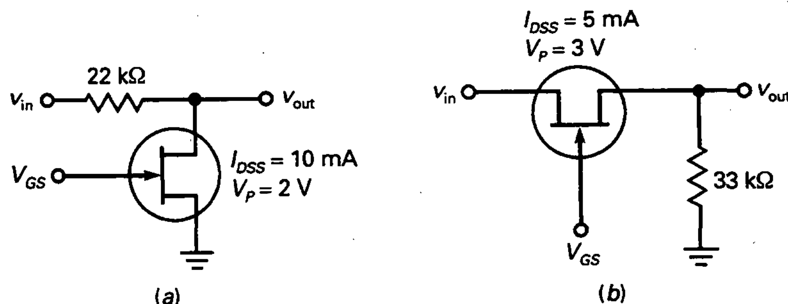


Figura 13-42

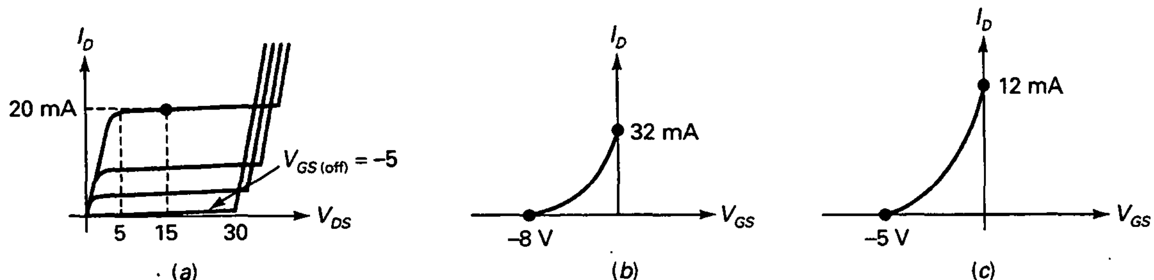


Figura 13-43

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

13-30. Si un JFET tiene las curvas de salida de la Figura 13-43*a*, ¿a qué es igual I_{DSS}? ¿Cuál es la V_{DS} máxima en la zona óhmica? ¿Cuál es el intervalo de tensión de V_D donde el JFET actúa como una fuente de corriente?

13-31. Escriba la ecuación de transferencia para el JFET cuya curva se muestra en la Figura 13-43*b*. ¿Cuál es el valor de la corriente de drenador si $V_{GS} = -4$ V? ¿Y cuando $V_{GS} = -2$ V?

13-32. Si un JFET tiene una curva parabólica como la de la Figura 13-43*c*, ¿cuál es el valor de la corriente de drenador cuando $V_{GS} = -1$ V?

13-33. ¿Cuál es la tensión continua de drenador en la Figura 13-44? ¿Cuál es la tensión alterna de salida si $g_m = 2.000$ µS?

13-34. La Figura 13-45 muestra un voltímetro de continua implementado con un JFET. El ajuste de cero se realiza exactamente antes de que se tome la lectura. El ajuste de la calibración se efectúa periódicamente para proporcionar una desviación de toda la escala cuando $v_{in} = -2,5$ V. Un ajuste de la calibración como éste tiene en cuenta los efectos de las variaciones de un FET a otro y de envejecimiento del FET.

a) La corriente que circula por la resistencia de 510 Ω es igual a 4 mA. ¿Qué tensión continua hay de la fuente a masa?

b) Si no circula ninguna corriente a través del amperímetro, ¿cuál el la tensión entre el cursor de ajuste de cero y masa?

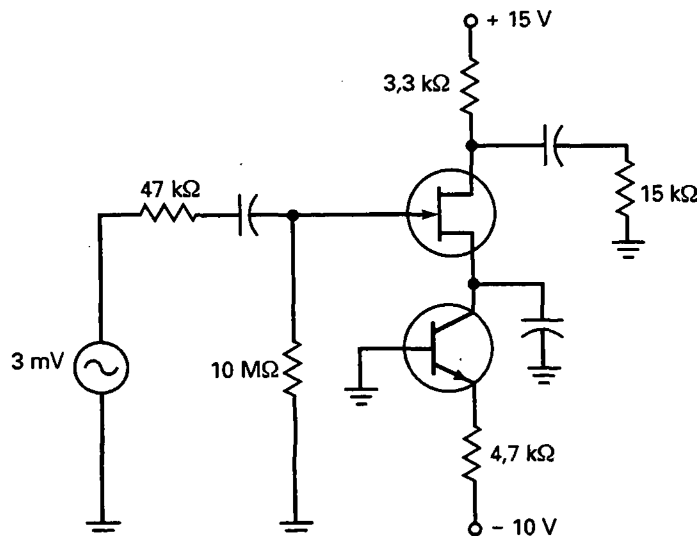


Figura 13-44

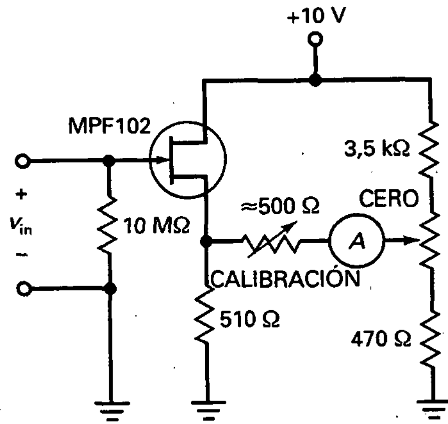


Figura 13-45

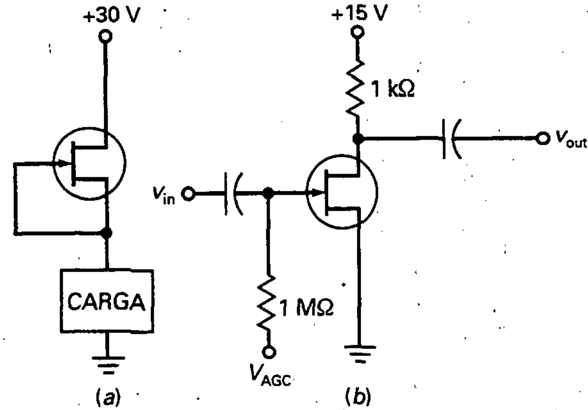


Figura 13-46

c) Si una tensión de entrada de 2,5 V produce una desviación de 1 mA, ¿cuánta desviación produce 1,25 V?

13-35. En la Figura 13-46*a*, el JFET tiene una I_{DSS} de 16 mA y una $R_{DS(on)}$ de 200 Ω. Si se pone la carga en cortocircuito accidentalmente, ¿cuáles son la corriente de carga y la tensión en el JFET? Si la carga tiene una resistencia de 10 kΩ, ¿cuáles son la corriente por la carga y la tensión en el JFET?

13-36. La Figura 13-46*b* muestra parte de un amplificador CAG. Una tensión continua es realimentada desde una etapa de salida a una etapa anterior como la que se observa aquí. La Figura 13-40*b* muestra la curva de transferencia. ¿Cuál es la ganancia de tensión cuando no hay carga para cada una de las siguientes tensiones?

a) $V_{CAG} = 0$
b) $V_{CAG} = -1$ V
c) $V_{CAG} = -2$ V
d) $V_{CAG} = -3$ V
e) $V_{CAG} = -3{,}5$ V

CAPÍTULO

MOSFET 14

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Explicar las características y funcionamiento del MOSFET de empobrecimiento y enriquecimiento.
- ➤ Dibujar las curvas de características de un MOSFET de enriquecimiento.
- ➤ Describir cómo se emplean los MOSFET de enriquecimiento para conmutación digital.
- ➤ Dibujar un esquema de un circuito interruptor digital CMOS y explicar su funcionamiento.
- ➤ Comparar los FET de potencia con los transistore bipolares de potencia.
- ➤ Nombrar e ilustrar varias aplicaciones para los FET de potencia.

VOCABULARIO

- analógico
- digital
- escape término
- FET de potencia
- FET de puerta aislada
- FET de semiconductor óxido-metal (MOSFET)
- interruptor
- inversor
- inversor de carga activa
- inversor de carga pasiva
- inversor CMOS
- MOS complementario (CMOS)
- MOSFET de empobrecimiento
- MOSFET de enriquecimiento
- resistencias de carga activa
- sistema de alimentación ininterrumpida (SAI)
- substrato
- tensión umbral

El FET de semiconductor óxido-metal, o MOSFET (del inglés *Metal-Oxide Semiconductor FET*), tiene una fuente, puerta y drenador. Sin embargo, a diferencia del JFET, la puerta está aislada eléctricamente del canal. Por esta causa, la corriente de puerta es incluso menor que en un FET. El MOSFET frecuentemente se llama *IGFET,* que quiere decir FET de puerta aislada (del inglés *insulated-gate FET*). Existen dos tipos de MOSFET, el de empobrecimiento y el de enriquecimiento. Aparte de algunas aplicaciones específicas, el MOSFET de empobrecimiento se usa muy poco. El MOSFET de enriquecimiento se usa mucho, tanto en circuitos discretos como integrados. En circuitos discretos se usan como interruptores de potencia, que significa conectar y desconectar corrientes grandes. En circuitos integrados su uso principal es en conmutación digital, proceso básico que fundamenta los ordenadores modernos.

14-1. EL MOSFET DE EMPOBRECIMIENTO

En la Figura 14-1 se muestra un MOSFET de empobrecimiento, también denominado MOSFET de deplexión. Se compone de una pieza de material tipo *n* con una zona *p* a la derecha y una puerta aislada a la izquierda. La zona *p* se denomina substrato (o cuerpo). Los electrones que circulan desde la fuente hacia el drenador deben pasar a través del estrecho canal entre la puerta y la zona *p*.

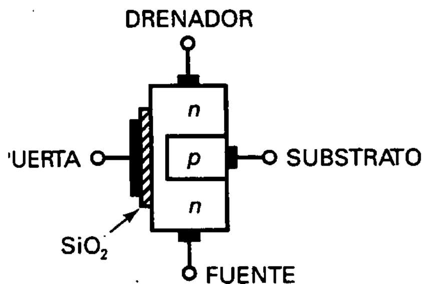


Figura 14-1. MOSFET de empobrecimiento.

Una capa delgada de dióxido de silicio (SiO_2) se deposita en el lado izquierdo del canal. El dióxido de silicio es semejante al vidrio y, por tanto, es un aislante. En un MOSFET la puerta es metálica; debido a que la puerta está aislada del canal, una corriente de puerta despreciable circula aun cuando la tensión de puerta es positiva.

En la Figura 14-2*a* aparece un MOSFET de empobrecimiento con una tensión de puerta negativa. La alimentación V_{DD} obliga a los electrones libres a circular desde la fuente hacia el drenador. Éstos circulan por el canal estrecho a la izquierda del substrato *p*. Como sucede con el JFET, la tensión de puerta controla el ancho del canal. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta, menor será la corriente de drenador. Cuando la tensión de puerta es lo suficientemente negativa, la corriente de drenador se interrumpe. En consecuencia, el funcionamiento de un MOSFET es similar al de un JFET cuando V_{GS} es negativa.

Al estar la puerta de un MOSFET aislada eléctricamente del canal, podemos aplicar una tensión positiva a la puerta, como se muestra en la Figura 14-2*b*. La tensión positiva de puerta incrementa el número de electrones libres que circulan a través del canal. Cuanto más positiva sea la tensión de puerta, mayor será la conducción desde la fuente hacia el drenador.

14-2. EL MOSFET DE ENRIQUECIMIENTO

El MOSFET de empobrecimiento fue parte de la evolución hacia el MOSFET de enriquecimiento (también llamado MOSFET de acumulación). Sin el MOSFET de enriquecimiento no existirían los ordenadores personales, tan empleados hoy en día.

❑ La idea básica

En la Figura 14-3*a* se presenta un MOSFET de enriquecimiento. El substrato *p* se extiende a lo ancho hasta el dióxido de silicio. Como se puede ver, ya no existe un canal *n* entre la fuente y el drenador. ¿Cómo funciona? La Figura 14-3*b* muestra las tensiones de polarización normales. Cuando la tensión de puerta es nula, la corriente entre la fuente y el drenador es nula.

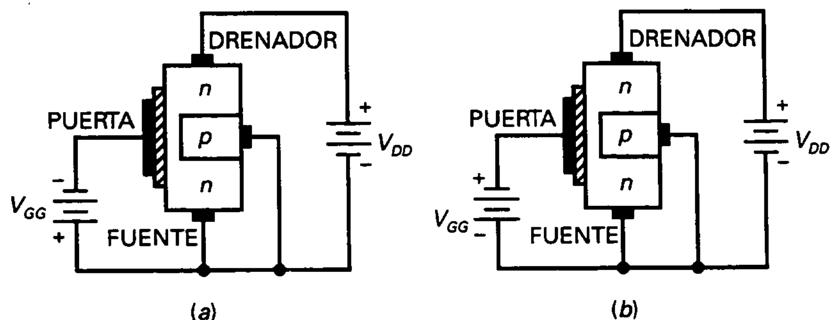


Figura 14-2. *a*) MOSFET de empobrecimiento con puerta negativa; *b*) MOSFET de empobrecimiento con puerta positiva.

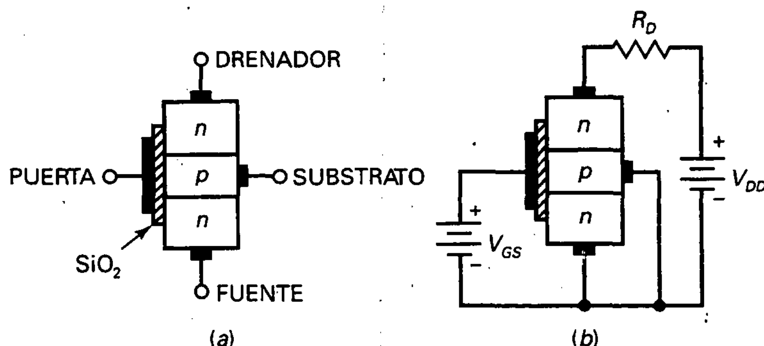


Figura 14-3. MOSFET de enriquecimiento. *a*) No polarizado; *b*) polarizado.

Por esta razón, el MOSFET de enriquecimiento está *normalmente en corte* cuando la tensión de puerta es cero.

La única forma de obtener corriente es mediante una tensión de puerta positiva. Cuando la puerta es positiva, atrae electrones libres dentro de la región *p*, y éstos se recombinan con los huecos cercanos al dióxido de silicio. Cuando la tensión de puerta es lo suficientemente positiva, todos los huecos próximos al dióxido de silicio desaparecen y los electrones libres empiezan a circular desde la fuente hacia el drenador. El efecto es idéntico al de crear una capa delgada de material tipo *n* próxima al dióxido de silicio. Esta capa conductora se denomina *capa de inversión tipo n*. Cuando existe, los electrones libres pueden circular fácilmente desde la fuente hacia el drenador.

La V_{GS} mínima que crea la capa de inversión de tipo *n* se llama tensión umbral (en inglés: *threshold voltage*), simbolizada por $V_{GS(\text{th})}$. Cuando V_{GS} es menor que $V_{GS(\text{th})}$, la corriente de drenador es nula. Pero cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{th})}$, una capa de inversión tipo *n* conecta la fuente al drenador y la corriente de drenador es grande. Los valores típicos de $V_{GS(\text{th})}$ para dispositivos de pequeña señal pueden variar entre 1 y 3 V.

Los JFET y los MOSFET de empobrecimiento están clasificados como tales porque su conductividad depende de la acción de las capas de deplexión. El MOSFET de enriquecimiento está así clasificado porque su conductividad mejora cuando la tensión de puerta es mayor que la tensión umbral. Los dispositivos de empobrecimiento conducen normalmente cuando la tensión de puerta es cero, mientras que los dispositivos de enriquecimiento están normalmente en corte cuando la tensión de puerta es cero.

❑ Características de salida

Un MOSFET de enriquecimiento para pequeña señal tiene una limitación de potencia de 1 W o menos. La Figura 14-4*a* muestra un conjunto de curvas de salida de un MOSFET de enriquecimiento típico. La curva inferior es la curva de $V_{GS(\text{th})}$. Cuando V_{GS} es menor que $V_{GS(\text{th})}$, la corriente de drenador es aproximadamente cero. Cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{th})}$, el dispositivo conduce y la corriente de drenador se controla por medio de la tensión de puerta.

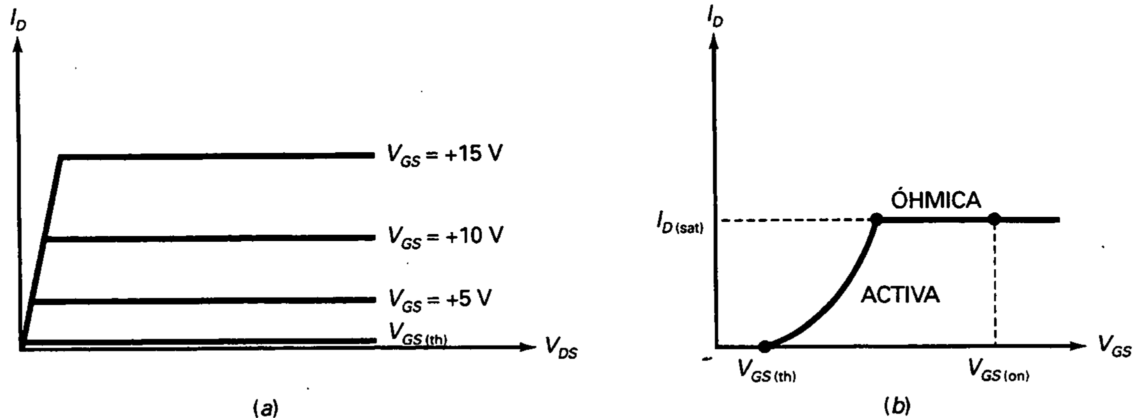


Figura 14-4. Gráficas de MOS de enriquecimiento. *a*) Características de salida; *b*) características de transferencia.

La parte casi vertical corresponde a la zona óhmica, y la parte casi horizontal corresponde a la zona activa. El MOSFET de enriquecimiento puede funcionar en cualquiera de ellas. En otras palabras, puede actuar como una resistencia o como una fuente de corriente. El uso principal es en la zona óhmica.

La Figura 14-4*b* muestra la curva de característica de transferencia típica. No hay corriente de drenador hasta que V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{th})}$. A partir de entonces, la corriente de drenador se incrementa rápidamente hasta que alcanza la corriente de saturación $I_{D(\text{sat})}$. Más allá de este punto el dispositivo está polarizado en la región óhmica. Por tanto, I_D no puede crecer aunque V_{GS} crezca. Para asegurar la saturación fuerte se usa una tensión de puerta $V_{GS(\text{on})}$ bastante por encima de $V_{GS(\text{th})}$, como se muestra en la Fig. 14-4*b*.

❑ Símbolo eléctrico

Cuando $V_{GS} = 0$, el MOSFET de enriquecimiento está en corte al no haber canal de conducción entre la fuente y el drenador. El símbolo eléctrico de la Figura 14-5*b* tiene una línea de canal a trazos para indicar esta condición de corte. Como el lector sabe, una tensión de puerta mayor que la tensión umbral crea una capa de inversión de canal tipo *n* que conecta la fuente con el drenador. La flecha apunta hacia esta capa de inversión, la cual actúa como un canal tipo *n* cuando el dispositivo está conduciendo.

También hay un MOSFET de enriquecimiento de canal *p*. El símbolo eléctrico es similar, excepto que la flecha apunta hacia fuera, como se muestra en la Figura 14-5*b*.

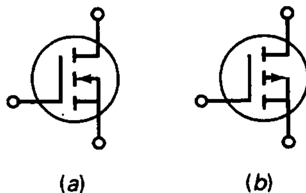


Figura 14-5. Símbolos eléctricos de los MOS de enriquecimiento. *a*) Dispositivo de canal *n*; *b*) dispositivo de canal *p*.

❑ Máxima tensión puerta-fuente

Los MOSFET tienen una delgada capa de dióxido de silicio, un aislante que impide la corriente de puerta para tensiones de puerta tanto positivas como negativas. Esta capa de aislamiento se mantiene todo lo delgada que sea

posible para proporcionar a la puerta más control sobre la corriente de drenador. Debido a que la capa de aislamiento es tan delgada se puede destruir fácilmente con una tensión puerta-fuente excesiva.

Por ejemplo, un 2N7000 tiene una $V_{GS(máx)}$ de ± 20 V. Si la tensión puerta-fuente es *más positiva que* +20 V *o más negativa que* –20 V, la delgada capa de aislamiento se destruirá.

Aparte de la aplicación directa de una V_{GS} excesiva, se puede destruir la delgada capa de aislamiento de forma más sutil. Si se retira o se inserta un MOSFET en un circuito mientras la alimentación está conectada, las tensiones transitorias debidas a efectos inductivos y otras causas pueden exceder la limitación de $V_{GS(máx)}$. De esta manera, se destruirá el MOSFET. Incluso tocar con las manos un MOSFET puede depositar suficiente carga estática para que exceda la $V_{GS(máx)}$. Ésta es la razón por la que los MOSFET frecuentemente son empaquetados con un anillo metálico alrededor de los terminales de conexión, envueltos en papel aluminio o insertados en espuma conductora.

Muchos MOSFET están protegidos con diodos zener internos en paralelo con la puerta y la fuente. La tensión zener es menor que la $V_{GS(máx)}$. En consecuencia, el diodo zener entra en la zona de ruptura antes de que se produzca cualquier daño a la capa de aislamiento. La desventaja de estos diodos zener internos es que reducen la alta resistencia de entrada de los MOSFET. El precio vale la pena en algunas aplicaciones, ya que algunos MOSFET muy caros se destruyen fácilmente sin la protección de los diodos zener. En conclusión, los dispositivos MOSFET son delicados y se destruyen fácilmente, de modo que se han de manejar cuidadosamente. Asimismo, nunca se deben conectar o desconectar mientras la alimentación esté conectada. Finalmente, antes de coger con la mano un dispositivo MOSFET, debemos poner a masa nuestro cuerpo tocando el chasis del equipo con el que se esté trabajando.

14-3. LA ZONA ÓHMICA

Aunque el MOSFET de enriquecimiento se puede polarizar en la zona activa, no se suele hacer porque es principalmente un dispositivo de conmutación. La tensión de entrada típica toma un valor bajo o alto. Tensión baja es 0 V, y tensión alta es $V_{GS(on)}$, un valor que se especifica en las hojas de características.

❑ Drenador-fuente en resistencia

Cuando un MOSFET de enriquecimiento se polariza en la zona activa, es equivalente a una resistencia de $R_{DS(on)}$. Casi todas las hojas de características dan el valor de esta resistencia a una corriente de drenador y tensión puerta-fuente específicas.

La Figura 14-6 ilustra la idea. Hay un punto Q_{test} en la zona óhmica de la curvas $V_{GS} = V_{GS(on)}$. El fabricante mide $I_{D(on)}$ y $V_{DS(on)}$ en este punto Q_{test}. A partir de aquí, el fabricante calcula el valor de $R_{DS(on)}$ usando esta definición :

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}} \qquad (14\text{-}1)$$

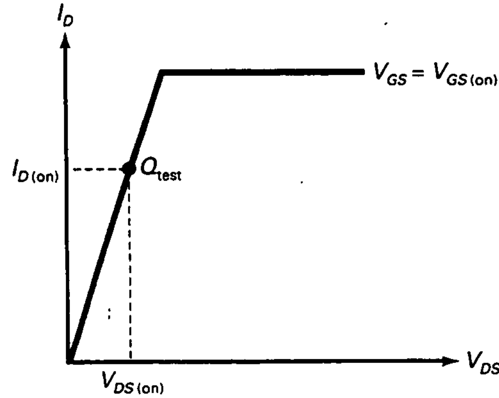


Figura 14-6. Midiendo $R_{DS(on)}$.

Por ejemplo, en el punto de test, un VN2406L tiene $V_{DS(on)} = 1$ V y $I_{D(on)} =$ 100 mA. Con la Ecuación (14-1):

$$R_{DS(on)} = \frac{1 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 10 \ \Omega$$

❑ Tabla de MOSFET de enriquecimiento

La Tabla 14-1 es una muestra de MOSFET de enriquecimiento para pequeña señal. Los valores típicos de $V_{GS(th)}$ van de 1,5 a 3 V. Los valores de $R_{DS(on)}$ están entre 0,3 y 28 Ω, lo que significa que los MOSFET tienen una resistencia baja cuando se polarizan en la zona óhmica. Cuando se polarizan en corte tienen una resistencia muy alta, aproximadamente como un circuito abierto. Por tanto, los MOSFET de enriquecimiento tienen una excelente relación de conexión-desconexión.

❑ Polarización en la zona óhmica

En la Figura 14-7*a* la corriente de saturación de drenador en este circuito es:

$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D} \qquad (14\text{-}2)$$

y la tensión de corte de drenador es V_{DD}. La Figura 14-7*b* muestra la recta de carga para continua entre una corriente de saturación de $I_{D(sat)}$ y una tensión de corte de V_{DD}.

Cuando $V_{GS} = 0$, el punto Q está en el extremo inferior de la recta de carga para continua. Cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, el punto Q está en el extremo superior de la recta de carga. Cuando el punto Q está por debajo del punto Q_{test}, como se muestra en la Figura 14-7*b*, el dispositivo está polarizado en la zona óhmica; es decir, un MOSFET de enriquecimiento está polarizado en la zona óhmica cuando se satisface esta condición:

$$I_{D(sat)} < I_{D(on)} \text{ cuando } V_{GS} = V_{GS(on)} \qquad (14\text{-}3)$$

Tabla 14-1. Muestra de MOSFET de enriquecimiento para pequeña señal

Dispositivo	$V_{GS(th)}$ (V)	$V_{GS(on)}$ (V)	$I_{D(on)}$	$R_{DS(on)}$ (Ω)	$I_{D(máx)}$	$P_{D(máx)}$
VN2406L	1,5	2,5	100 mA	10	200 mA	350 mW
BS107	1,75	2,6	20 mA	28	250 mA	350 mW
2N7000	2	4,5	75 mA	6	200 mA	350 mW
VN10LM	2,5	5	200 mA	7,5	300 mA	1 W
MPF930	2,5	10	1 A	0,9	2 A	1 W
IRFD120	3	10	600 mA	0,3	1,3 A	1 W

La Ecuación (14-3) es importante, ya que nos indica si un MOSFET de enriquecimiento está funcionando en la zona activa o la zona óhmica. Dado un circuito con un MOSFET de enriquecimiento, podemos calcular la $I_{D(sat)}$. Si $I_{D(sat)}$ es menor que $I_{D(on)}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, sabremos que el dispositivo está polarizado en la zona óhmica y es equivalente a una pequeña resistencia.

EJEMPLO 14-1

¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 14-8*a*?

SOLUCIÓN

Para el 2N7000 los valores más importantes en la Tabla 14-1 son:

$$V_{GS(on)} = 4{,}5\ \text{V}$$
$$I_{D(on)} = 75\ \text{mA}$$
$$R_{DS(on)} = 6\ \Omega$$

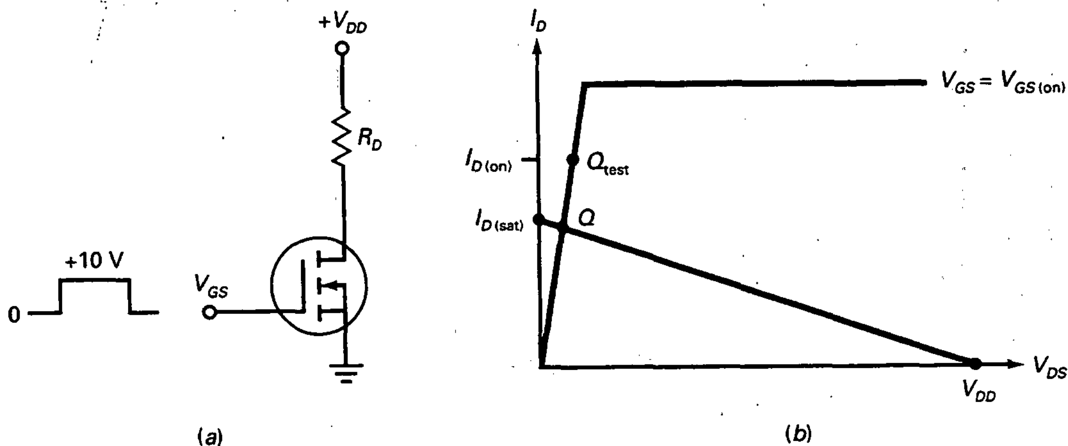


Figura 14-7. $I_{D(sat)}$ menor que $I_{D(on)}$ con $V_{GS} = V_{GS(on)}$ asegura la saturación.

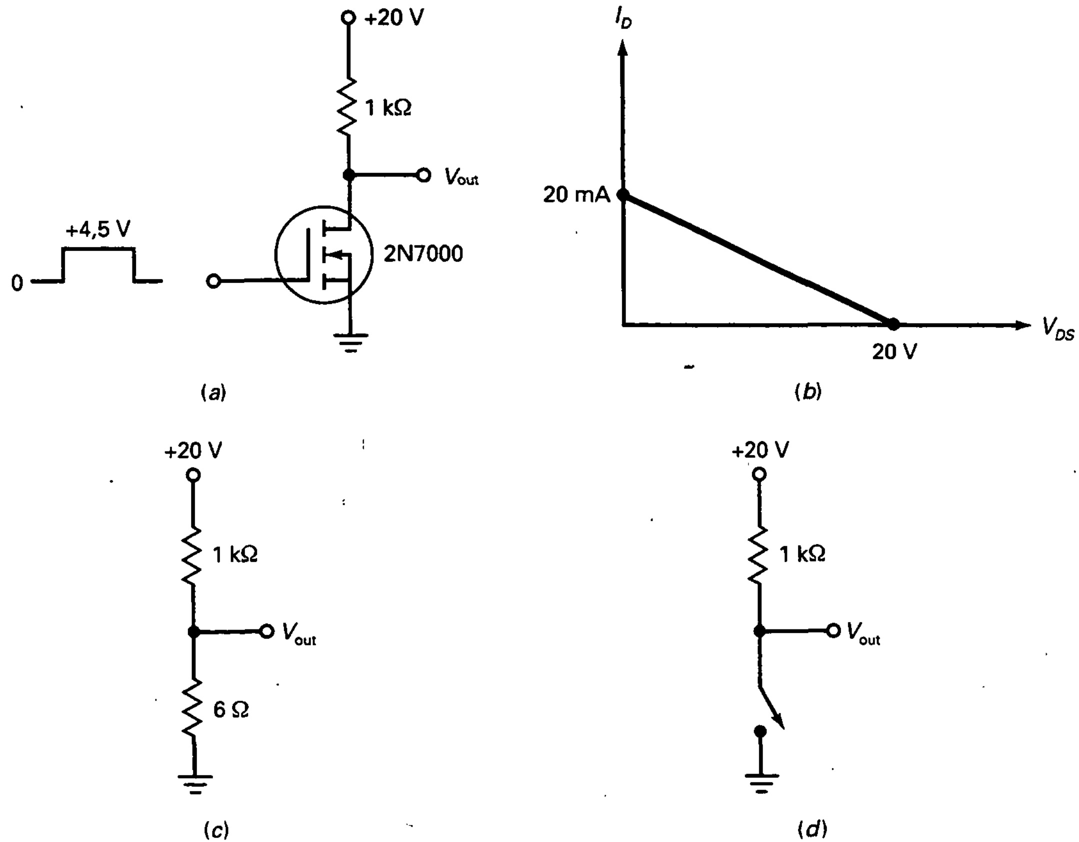


Figura 14-8. Conmutación entre corte y saturación.

Como la tensión de entrada oscila entre 0 y 4,5 V, el 2N7000 está conmutando entre corte y conducción.

La corriente de saturación de drenador en la Figura 14-8*a* es:

$$I_{D(sat)} = \frac{20\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 20\ \text{mA}$$

La Figura 14-8*b* representa la recta de carga para continua. Como 20 mA es menor que 75 mA, el valor de $I_{D(on)}$, el 2N7000 está polarizado en la zona óhmica cuando la tensión de puerta es alta.

La Figura 14-8*c* es el circuito equivalente para una tensión de puerta alta. Al tener el MOSFET de enriquecimiento una resistencia de 6 Ω, la tensión de salida es:

$$V_{out} = \frac{6\ \Omega}{1\ \text{k}\Omega + 6\ \Omega}(20\ \text{V}) = 0{,}12\ \text{V}$$

Por otro lado, cuando V_{GS} es baja el MOSFET de enriquecimiento está abierto (Fig. 14-8*d*), y la tensión sube hasta la tensión de alimentación:

$$V_{out} = 20\ \text{V}$$

EJEMPLO 14-2

¿Cuál es la corriente del LED en la Figura 14-9?

SOLUCIÓN

Cuando V_{GS} es baja el LED está apagado. Cuando V_{GS} es alta ocurre algo similar al ejemplo anterior, porque el 2N7000 entra en saturación fuerte. Si ignoramos la caída de tensión en el LED, la corriente por el LED es:

$$I_D \approx 20\ \text{mA}$$

Si ponemos una caída de tensión en el LED de 2 V, tenemos:

$$I_D = \frac{20\ \text{V} - 2\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 18\ \text{mA}$$

EJEMPLO 14-3

¿Qué pasa en el circuito de la Figura 14-10*a* si una corriente de 30 mA o más cierra los contactos del relé?

SOLUCIÓN

El MOSFET de enriquecimiento se está usando para conectar y desconectar un relé. Como el cable del relé tiene una resistencia de 500 Ω, la corriente de saturación es:

$$I_{D(sat)} = \frac{24\ \text{V}}{500\ \Omega} = 48\ \text{mA}$$

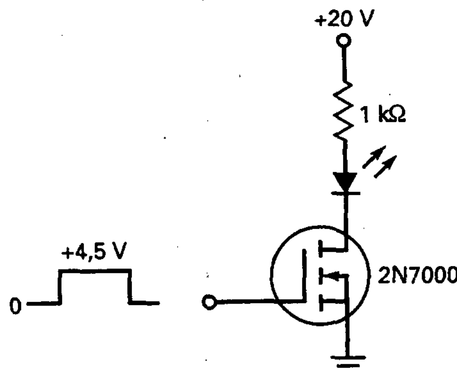


Figura 14-9. Encendiendo y apagando un LED.

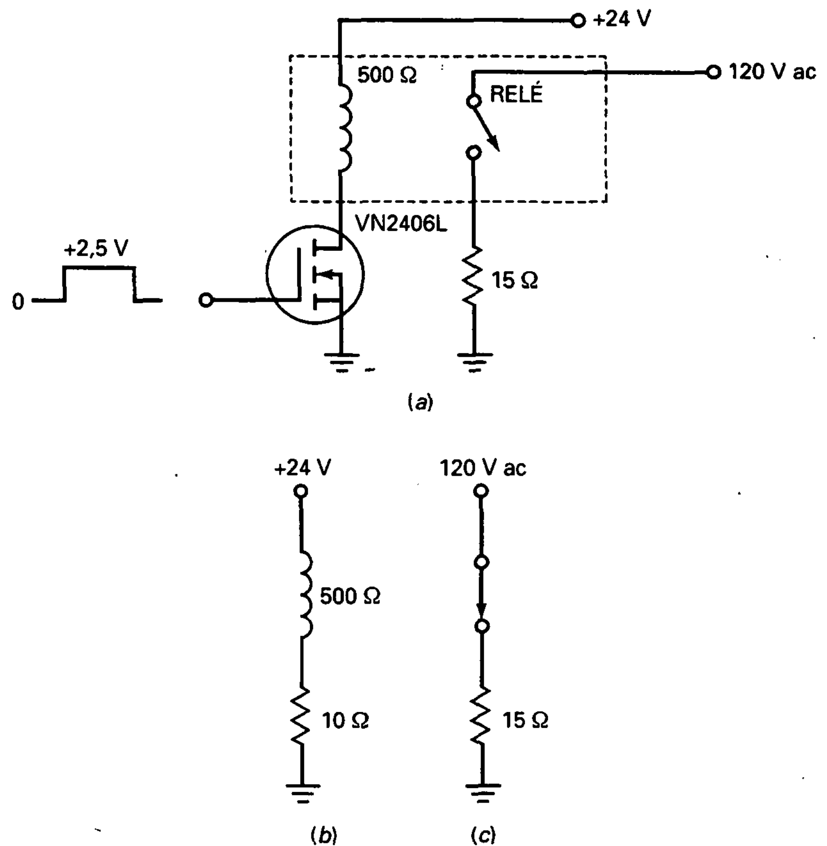


Figura 14-10. Una señal de entrada de poca corriente controla una gran corriente de salida.

Como esto es menos que la $I_{D(on)}$ del VN2406L, el dispositivo tiene una resistencia de sólo 10 Ω (ver Tabla 14-1).

La Figura 14-10*b* muestra el circuito equivalente para valores altos de V_{GS}. La corriente a través del cable del relé es aproximadamente de 48 mA, más que suficiente para cerrar el relé. Cuando el relé está cerrado, el circuito aparece como en la Figura 14-10*c*. Por tanto, la corriente final por la carga es 8 A (120 V dividido por 15 Ω).

En la Figura 14-10*a*, una tensión de entrada de sólo +2,5 V y una corriente de entrada casi cero controlan una tensión en la carga de 120 V de alterna y una corriente por la carga de 8 A. Un circuito como éste es útil para control remoto. La entrada puede ser una señal que ha sido transmitida desde una larga distancia a través de cable de cobre, fibra óptica o el espacio exterior.

14-4. CONMUTACIÓN DIGITAL

¿Por qué el MOSFET de enriquecimiento ha revolucionado la industria de los ordenadores? Por su tensión umbral es ideal para emplearse como dispositivo de conmutación. Cuando la tensión de puerta es mayor que la tensión umbral, el dispositivo conduce. Esta acción de corte-conducción es fundamental en la construcción de circuitos para ordenadores. Si el lector estudia ordenadores, verá que un ordenador común utiliza millones de MOSFET de enriquecimiento como conmutadores de conexión-desconexión para procesar datos. (Los datos representan números, texto, gráficos y cualquier información que se pueda codificar de forma binaria.)

❑ Analógico, digital y circuitos de conmutación

La palabra *analógico* significa «continuo», como una onda sinusoidal. Cuando hablamos de una señal analógica estamos hablando de señales que cambian continuamente de tensión, como la de la Figura 14-11*a*. La señal no tiene que ser sinusoidal. Mientras no haya saltos de tensión bruscos entre dos niveles de tensión distintos, la señal se denominará *señal analógica*.

La palabra *digital* se refiere a una señal discontinua. Esto significa que la señal salta entre dos valores distintos de tensión como la forma de onda de la Figura 14-11*b*. Las señales digitales como ésta son las que circulan dentro de los ordenadores. Estas señales son códigos de ordenador que representan números, letras y otros símbolos.

La palabra *conmutación* es más amplia que *digital*. Los circuitos de conmutación incluyen a los circuitos digitales como un subconjunto. En otras palabras, los circuitos de conmutación se pueden referir también a circuitos que encienden motores, lamparas, calefactores y otros dispositivos que usan grandes corrientes.

❑ Inversor con carga pasiva

La Figura 14-12 muestra un MOSFET de enriquecimiento con una carga pasiva. La palabra *pasiva* se refiere a una resistencia normal, como R_D. En este circuito, v_{in} puede ser alta o baja. Cuando v_{in} está en nivel bajo, el

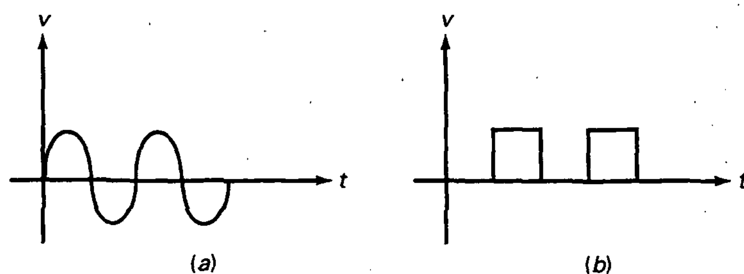


Figura 14-11. *a*) Señal analógica; *b*) señal digital.

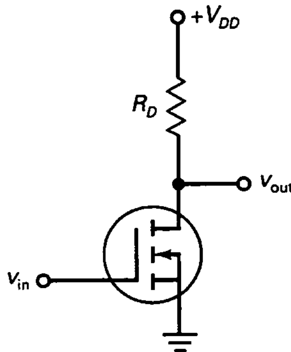


Figura 14-12. Carga pasiva.

MOSFET está en corte y v_{out} es igual a la tensión de alimentación V_{DD}. Cuando v_{in} está en nivel alto, el MOSFET conduce y v_{out} cae a un valor pequeño. Para que este circuito trabaje de forma adecuada, la corriente de saturación $I_{D(sat)}$ tiene que ser menor que $I_{D(on)}$ cuando la tensión de entrada es igual o mayor que $V_{GS(on)}$. Esto es equivalente a decir que la resistencia en la zona óhmica tiene que ser mucho menor que la resistencia pasiva de drenador. Simbólicamente:

$$R_{DS(on)} << R_D$$

Un circuito como el representado en la Figura 14-12 es el circuito de ordenador más simple que se puede construir. Se denomina *inversor,* ya que la tensión de salida es de nivel opuesto a la de entrada. Cuando la tensión de entrada está en nivel alto, la tensión de salida está en nivel bajo. Los circuitos de conmutación son menos exigentes que los amplificadores. Lo único que se requiere en los circuitos de conmutación es que las tensiones de entrada y de salida se puedan reconocer fácilmente, ya sea en nivel bajo o en nivel alto.

❑ Inversor con carga activa

Los circuitos integrados (CI) constan de miles de transistores de tamaño microscópico, bipolares o MOS. Los primeros circuitos integrados también incluían resistencias de carga pasivas como la de la Figura 14-12. Pero una resistencia de carga pasiva tiene una gran desventaja: su tamaño es mucho mayor que el de un MOSFET. Por ello, los circuitos integrados con resistencias de carga pasivas eran de mayor tamaño que los que se utilizan actualmente. Alguien encontró una solución al problema al inventar *resistencias de carga activas*. Éstas redujeron el tamaño de los circuitos integrados, lo que dio lugar a los ordenadores personales que tenemos hoy día.

La idea fundamental fue eliminar las resistencias de carga pasivas. ¿Pero cómo? La Figura 14-13*a* muestra el invento. Se denomina *inversor con carga activa*. El MOSFET inferior aún actúa como un conmutador, pero el MOSFET superior actúa como una resistencia de valor elevado. Observe que el MOSFET superior tiene su puerta conectada a su drenador. Por esta razón, se convierte en un *dispositivo de dos terminales* con una resistencia activa de valor:

$$R_D = \frac{V_{DS(activa)}}{I_{DS(activa)}} \tag{14-4}$$

donde $V_{DS(activa)}$ e $I_{DS(activa)}$ son tensiones y corrientes en la zona activa.

Para que el circuito trabaje de forma adecuada, la R_D del MOSFET superior debe ser grande comparada con la $R_{DS(on)}$ del MOSFET inferior. Por ejemplo, si el MOSFET superior actúa igual que una R_D de 5 kΩ y el inferior igual que una $R_{DS(on)}$ de 667 Ω, como en la Figura 14-13*b*, la tensión de salida será baja.

La Figura 14-13*c* indica cómo calcular la R_D del MOSFET superior. Al ser $V_{GS} = V_{DS}$, cada punto de trabajo de este MOSFET tiene que estar en la curva de dos terminales de la Figura 14-13*c*. Si se comprueba cada punto de la curva de dos terminales, se verá que $V_{GS} = V_{DS}$.

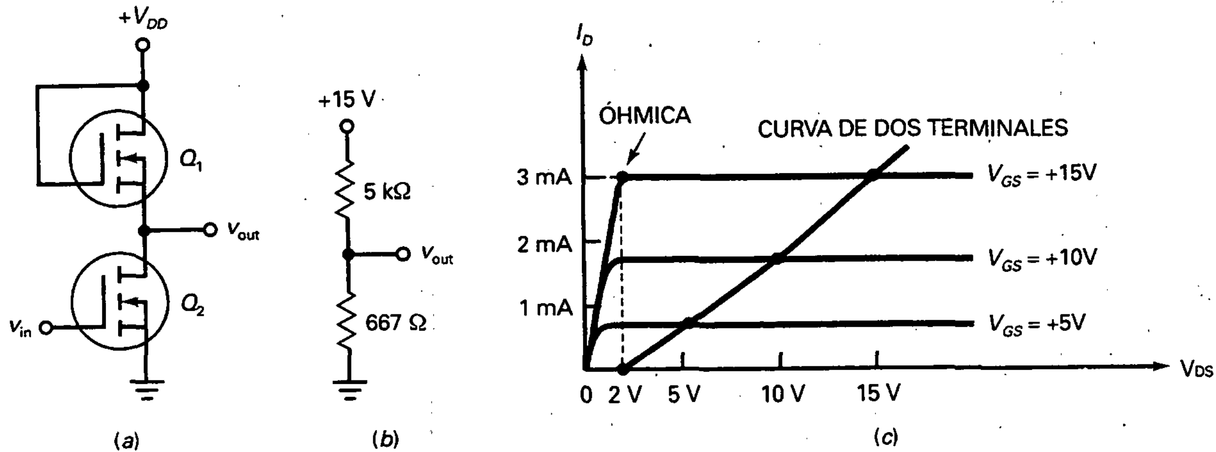


Figura 14-13. *a*) Carga activa; *b*) circuito equivalente; *c*) V_{GS} = V_{DS} = produce una curva de dos terminales.

La curva de dos terminales de la Figura 14-13*c* significa que el MOSFET superior actúa como una resistencia de valor R_D. Este valor cambia ligeramente para los diferentes puntos. Por ejemplo, en el punto más alto mostrado en la Figura 14-13*c*, la curva tiene $I_D = 3$ mA y $V_{DS} = 15$ V. Con la Ecuación (14-4) podemos calcular:

$$R_D = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$$

El siguiente punto hacia abajo tiene aproximadamente estos valores: $I_D = 1{,}6$ mA y $V_{DS} = 10$ V. Por tanto:

$$R_D = \frac{10 \text{ V}}{1{,}6 \text{ mA}} = 6{,}25 \text{ k}\Omega$$

Mediante un cálculo similar, el punto más bajo, donde $I_D = 0{,}7$ mA y $V_{DS} = 5$ V, tiene una $R_D = 7{,}2$ kΩ.

Si el MOSFET inferior tiene las mismas características de salida que el superior, entonces tiene una $R_{DS(on)}$ de:

$$R_{DS(on)} = \frac{2 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 667 \text{ }\Omega$$

Éste es el valor mostrado en la Figura 14-13*b*.

Como se indicó anteriormente, los valores exactos no son importantes en los circuitos digitales de conmutación mientras los valores de tensión altos y bajos sean fácilmente distinguibles. Así, el valor exacto de R_D no importa. Puede ser 5, 6,25 o 7,2 kΩ. Cualquiera de estos valores es suficientemente grande para producir una tensión baja en la Figura 14-13*b*.

❑ Conclusión

Las resistencias de carga activas son necesarias con los CI digitales porque es importante un tamaño pequeño. El diseñador se asegura que el valor de R_D del MOSFET superior es grande comparado con $R_{D(on)}$ del MOSFET inferior. Cuando se ve un circuito como el de la Figura 14-13*a*, se ha de recordar lo siguiente: el circuito actúa como una resistencia de valor R_D en serie con un interruptor. Como consecuencia, la tensión de salida sólo puede ser alta o baja.

EJEMPLO 14-4

¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 14-14*a* cuando la entrada es baja? ¿Y cuando es alta?

SOLUCIÓN

Cuando la tensión de entrada es baja, el MOSFET inferior está abierto y la tensión de salida sube hasta la tensión de alimentación:

$$V_{out} = 20\ \text{V}$$

Si la tensión de entrada es alta, el MOSFET inferior tiene una resistencia de 50 Ω. En este caso, la tensión de salida se lleva prácticamente a masa:

$$V_{out} = \frac{50\ \Omega}{10\ \text{k}\Omega + 50\ \Omega}(20\ \text{V}) = 100\ \text{mV}$$

EJEMPLO 14-5

¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 14-14*b*?

SOLUCIÓN

Cuando la tensión de entrada es baja:

$$V_{out} = 10\ \text{V}$$

Si la tensión de entrada es alta:

$$V_{out} = \frac{500\ \Omega}{2{,}5\ \text{k}\Omega}(10\ \text{V}) = 2\ \text{V}$$

Comparando con el ejemplo precedente, se puede ver que la relación de conexión-desconexión no es tan buena. Pero en circuitos digitales una relación de conexión-desconexión alta no es importante. En este ejemplo la tensión de salida es 2 o 10 V. Estas tensiones son fácilmente distinguibles como baja o alta.

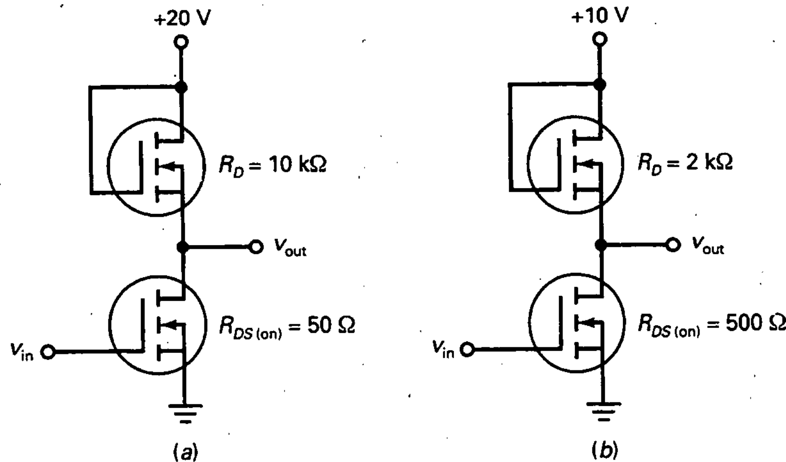


Figura 14-14. Ejemplos.

14-5. CMOS

Con el inversor de carga activa, la corriente de drenador con salida baja es aproximadamente igual para $I_{D(sat)}$. Esto puede crear un problema en los equipos que funcionan con baterías. Una forma de reducir la corriente de drenador de un circuito digital es con el MOS complementario (CMOS: *Complementary MOS*). En esta solución, el diseñador de circuitos integrados combina MOSFET de canal *n* y de canal *p*.

La Figura 14-15*a* muestra la idea. Q_1 es un MOSFET de canal *p* y Q_2 es de canal *n*. Estos dos dispositivos son complementarios; es decir, tienen valores iguales y opuestos de $V_{GS(th)}$, $V_{GS(on)}$, $I_{D(on)}$, etc. El circuito es similar a

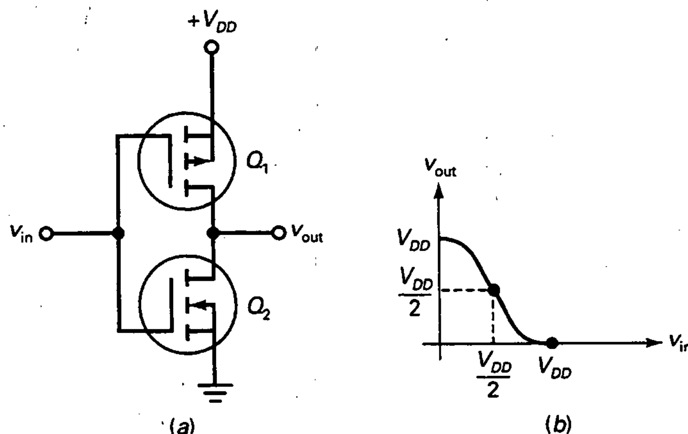


Figura 14-15. Inversor CMOS. *a*) Circuito; *b*) gráfica de entrada-salida.

un amplificador en clase B porque un MOSFET conduce mientras el otro está en corte.

❑ Funcionamiento básico

Cuando un circuito CMOS como el de la Figura 14-15*a* se emplea en una aplicación de conmutación, la tensión de entrada puede ser alta ($+V_{DD}$) o baja (0 V). Si la tensión de entrada es alta, Q_1 está en corte y Q_2 conduce. En este caso, el Q_2 cortocircuitado lleva la tensión de salida a masa. Por otro lado, si la tensión de entrada es baja, Q_1 conduce y Q_2 está en corte. Ahora, el Q_1 cortocircuitado lleva la tensión de salida hasta $+V_{DD}$. Como la tensión de salida está invertida, el circuito se denomina *inversor CMOS.*

La Figura 14-15*b* muestra cómo la tensión de salida varía con la tensión de entrada. Cuando la tensión de entrada es cero, la de salida es alta. Cuando la tensión de entrada es alta, la de salida es baja. Entre estos dos extremos hay un punto de cruce donde la tensión de entrada es igual a $+V_{DD}/2$. En este punto, ambos MOSFET tienen las mismas resistencias y la tensión de salida es igual a $+V_{DD}/2$.

❑ Consumo de potencia

La principal ventaja del CMOS es que su consumo de potencia es extremadamente bajo. Como los MOSFET están en serie en la Figura 14-15*a*, la corriente de drenador en el punto *Q* viene determinada por el dispositivo que no conduce. Ya que la resistencia es del orden de megaohmios, el consumo de potencia en el punto *Q* (reposo) se aproxima a cero.

El consumo de potencia se incrementa cuando la señal de entrada cambia de baja a alta, y viceversa. La razón es la siguiente: a medio camino de la transición entre el nivel bajo y el alto, o viceversa, ambos MOSFET están activos. Esto significa que la corriente de drenador se incrementa temporalmente. Como esta transición es muy rápida, sólo existe un pulso breve de corriente. El producto de la tensión de alimentación de drenador y el pulso breve de corriente hace que el consumo medio de potencia *dinámica* sea mayor que el consumo de potencia en reposo. Dicho de otra forma, un dispositivo CMOS disipa más potencia media cuando está en transición que cuando está en reposo.

Como los pulsos de corriente son muy cortos, la potencia media disipada es muy baja en conmutación. De hecho, el consumo medio de potencia es tan pequeño que los circuitos CMOS a menudo se usan para aplicaciones con alimentación por baterías tales como calculadoras, relojes digitales y dispositivos de ayuda a los sordos.

EJEMPLO 14-6

Los MOSFET de la Figura 14-16*a* tienen una $R_{DS(on)} = 100\ \Omega$ y una $R_{DS(off)} = 1\ M\Omega$. ¿Cómo es la forma de onda?

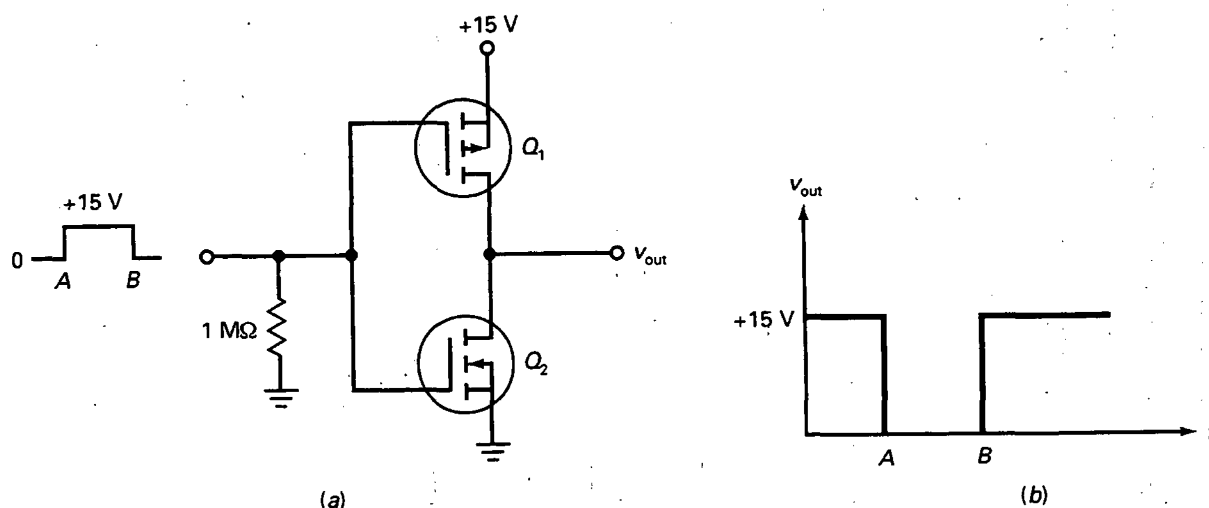


Figura 14-16. Ejemplo.

SOLUCIÓN:

La señal de entrada es un pulso rectangular que conmuta de 0 a +15 V en el punto *A* y de +15 V a 0 en el punto *B*. Antes del punto *A*, Q_1 está activo y Q_2 está en corte. Como Q_1 tiene una resistencia de 100 Ω, comparado a una resistencia de 1 MΩ en Q_2, la tensión de salida se eleva a +15 V.

Entre los puntos *A* y *B* la tensión de entrada es +15 V. Esto provoca el corte de Q_1 y la activación de Q_2. En este caso, la resistencia baja de Q_2 lleva la tensión de salida a un valor aproximadamente cero. La Figura 14-16*b* muestra la forma de onda de salida.

14-6. FET DE POTENCIA

Hasta ahora se ha hecho hincapié en los MOSFET de enriquecimiento para pequeña señal, es decir, MOSFET de baja potencia. Aunque se pueden encontrar algunos para montaje discreto (ver Tabla 14-1), el uso principal de los MOSFET de enriquecimiento de baja potencia es en circuitos integrados digitales.

No sucede lo mismo para aplicaciones de alta potencia, en cuyo caso el MOSFET de enriquecimiento es un dispositivo discreto ampliamente utilizado en aplicaciones que controlan motores, lámparas, disqueteras, impresoras, fuentes de alimentación, etc. En estas aplicaciones, el MOSFET de enriquecimiento se denomina *FET de potencia*.

❑ Dispositivos discretos

Los fabricantes producen distintos tipos de dispositivos, tales como VMOS, TMOS, hexFET, trench MOSFET y waveFET. Todos estos FET de potencia emplean diferente geometría del canal para aumentar sus limitaciones máximas. Estos dispositivos tienen limitaciones de corriente desde 1 A hasta más de 200 A, y limitaciones de potencia desde 1 W a más de 500 W.

La Tabla 14-2 es una muestra de FET de potencia disponibles comercialmente. Nótese que $V_{GS(\text{on})}$ es 10 V para todos estos dispositivos. Al ser físicamente grandes, requieren valores altos de $V_{GS(\text{on})}$ para asegurar el funcionamiento en la zona óhmica. Como se puede observar, las limitaciones de potencia son considerables, capaces de manejar aplicaciones pesadas como control en automoción, iluminación y calefacción.

El análisis de un circuito FET de potencia es igual que para dispositivos de pequeña señal. Cuando se excita con una tensión $V_{GS(\text{on})} = 10$ V, un FET de potencia tiene una resistencia pequeña $R_{DS(\text{on})}$ en la zona óhmica. Como antes, una $I_{D(\text{sat})}$ menor que $I_{D(\text{on})}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(\text{on})}$ garantiza que el dispositivo está funcionando en la zona óhmica y actúa como una pequeña resistencia.

❑ Carencia de escape térmico

Como se comentó en el Capítulo 12, los transistores bipolares se pueden destruir a causa del *escape térmico*. El problema con estos transistores es el coeficiente negativo de V_{BE}. Cuando la temperatura interna sube, V_{BE} baja. Esto incrementa la corriente de colector, forzando un aumento de la temperatura. Pero una temperatura mayor reduce V_{BE} aún más. Si no se coloca un disipador apropiado, el transistor bipolar entra en escape térmico y se destruye.

Una ventaja importante de los FET de potencia sobre los transistores bipolares es la carencia de escape térmico. La $R_{DS(\text{on})}$ de un MOSFET tiene un coeficiente de temperatura positivo. Cuando la temperatura interna aumenta, también lo hace $R_{DS(\text{on})}$ y así reduce la corriente de drenador, reduciendo la temperatura. Como consecuencia, los FET de potencia son inherentemente estables con la temperatura y no pueden producir escape térmico.

❑ FET de potencia en paralelo

Los transistores bipolares no se pueden conectar en paralelo porque sus caídas V_{BE} no se parecen lo suficiente. Si se intentan conectar en paralelo ocu-

Tabla 14-2. Muestra de FET de potencia

Dispositivo	$V_{GS(\text{on})}$ (V)	$I_{D(\text{on})}$ (A)	$R_{DS(\text{on})}$ (Ω)	$I_{D(\text{máx})}$ (A)	$P_{D(\text{máx})}$ (W)
MTP4N80E	10	2	1,95	4	125
MTV10N100E	10	5	1,07	10	250
MTW24N40E	10	12	0,13	24	250
MTW45N10E	10	22,5	0,035	45	180
MTE125N20E	10	62,5	0,012	125	460

rre un efecto de *acaparamiento de corriente*. Esto significa que el transistor con menor V_{BE} se lleva más corriente de colector que los otros.

Los FET de potencia en paralelo no sufren este problema. Si uno de los FET trata de acaparar la corriente, su temperatura interna aumentará. Esto incrementa su $R_{DS(on)}$, lo que reduce su corriente de drenador. El efecto global es que todos los FET de potencia tienen la misma corriente de drenador.

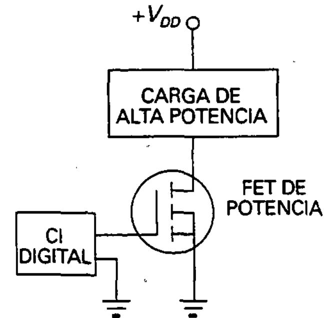


Figura 14-17. Un FET de potencia es la interfase entre un CI digital de poca potencia y una carga de potencia alta.

❑ Desconexión más rápida

Como se mencionó anteriormente, los portadores minoritarios de los transistores bipolares se almacenan en la zona de unión durante la polarización directa. Cuando se trata de poner en corte un transistor bipolar, las cargas almacenadas circulan durante un rato, impidiendo así una desconexión rápida. Como un FET de potencia no tiene portadores minoritarios, puede desconectar una gran corriente más rápido que un transistor bipolar. Típicamente, un FET de potencia puede desconectar amperios de corriente en décimas de nanosegundo. Esto es, 10 a 100 veces más rápido que un transistor bipolar comparable.

❑ FET de potencia como interfase

Los circuitos integrados digitales son dispositivos de baja potencia porque pueden proporcionar sólo pequeñas corrientes de carga. Si se desea usar la salida de un CI para excitar una carga que necesita una gran corriente, se puede emplear un FET de potencia como interfase (un dispositivo *B* que permite a un dispositivo *A* comunicarse o controlar otro *C*).

La Figura 14-17 muestra cómo un CI digital puede controlar una carga de alta potencia. La salida del CI digital excita la puerta del FET de potencia. Cuando la salida digital es alta, el FET de potencia es como un interruptor cerrado. Cuando la salida digital es baja, el FET de potencia es como un interruptor abierto. Una de las aplicaciones más importantes de los FET de potencia consiste en servir de interfase entre CI digitales (MOSFET y CMOS de pequeña señal) y cargas de alta potencia.

La Figura 14-18 es un ejemplo de un CI digital controlando una carga de alta potencia. Cuando la salida del CMOS tiene valor alto, el FET de potencia actúa como un interruptor cerrado. En este caso, el arrollamiento del motor tiene una tensión de 12 V a su través y el eje gira. Cuando la salida del CMOS es baja, el FET de potencia está abierto y el motor para de girar.

❑ Convertidores dc-ac

Cuando hay un fallo repentino de alimentación, los ordenadores dejan de funcionar y se pueden perder datos de gran valor. Una solución consiste en utilizar un *sistema de alimentación ininterrumpida* (SAI). Un SAI contiene una batería y un convertidor dc-ac. La idea básica es ésta: cuando hay un fallo de alimentación, la tensión de la batería se convierte a una tensión alterna que alimenta el ordenador.

La Figura 14-19 muestra un *convertidor dc-ac*, la parte fundamental de un SAI. Cuando la alimentación falla, se activan otros circuitos (amplifica-

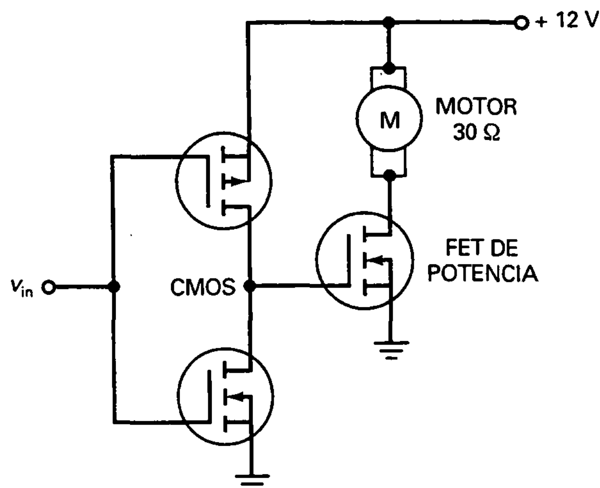


Figura 14-18. Uso de un FET de potencia para controlar un motor.

dores operacionales, que se discutirán más adelante) y generan una onda cuadrada para excitar la puerta. Esta onda conmuta el FET de potencia entre corte y activación. Como aparece una onda cuadrada a través de los arrollamientos del transformador, el arrollamiento secundario puede proporcionar la tensión alterna necesaria para mantener el ordenador funcionando. Un SAI comercial es más complicado, pero la idea básica para convertir una tensión continua en alterna es la misma.

❑ Convertidores dc-dc

La Figura 14-20 es un convertidor dc-dc, un circuito que convierte una tensión continua de entrada en otra tensión continua de salida de valor mayor o menor. El FET de potencia conmuta produciendo una onda cuadrada a través del arrollamiento secundario. El rectificador de media onda y el filtro con condensador a la entrada producen, entonces, la tensión de salida V_{out}. Usando diferentes relaciones de espiras podemos obtener tensiones de salida que son inferiores o superiores a V_{in}. Para reducir el rizado se puede usar un rectificador de onda completa o un puente rectificador.

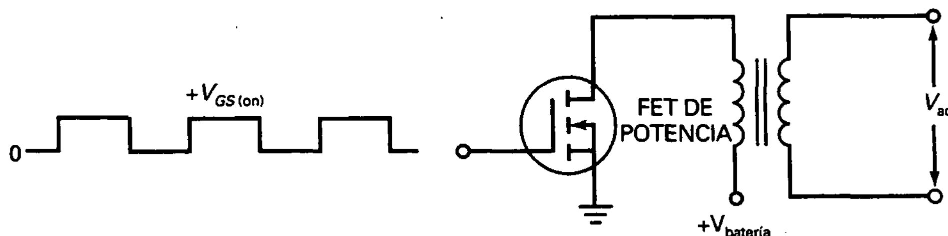


Figura 14-19. Un convertidor dc-ac rudimentario.

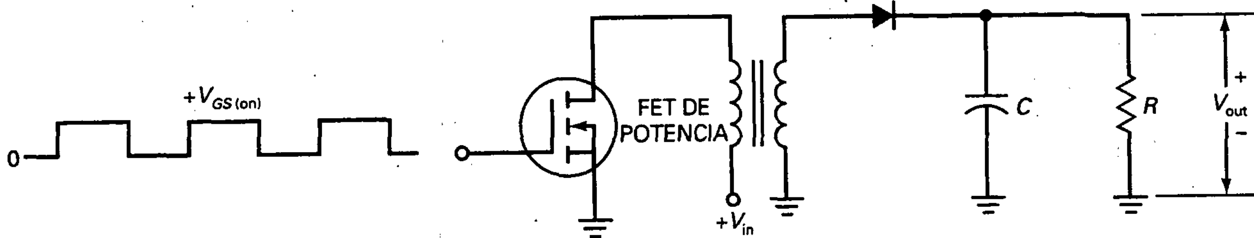


Figura 14-20. Un convertidor dc-dc rudimentario.

EJEMPLO 14-7

¿Cuál es la corriente a través del arrollamiento del motor de la Figura 14-21?

SOLUCIÓN

La Tabla 14-2 da $V_{GS(on)} = 10$ V, $I_{D(on)} = 2$ A y $R_{DS(on)} = 1{,}95\ \Omega$ para un MTP4N80E. En la Figura 14-21 la corriente de saturación es:

$$I_{D(sat)} = \frac{30\ \text{V}}{30\ \Omega} = 1\ \text{A}$$

Como este valor es menor que 2 A, el FET de potencia es equivalente a una resistencia de 1,95 Ω. Idealmente, la corriente a través del arrollamiento del motor es 1 A. Si incluimos los 1,95 Ω en los cálculos, la corriente vale:

$$I_D = \frac{30\ \text{V}}{30\ \Omega + 1{,}95\ \Omega} = 0{,}939\ \text{A}$$

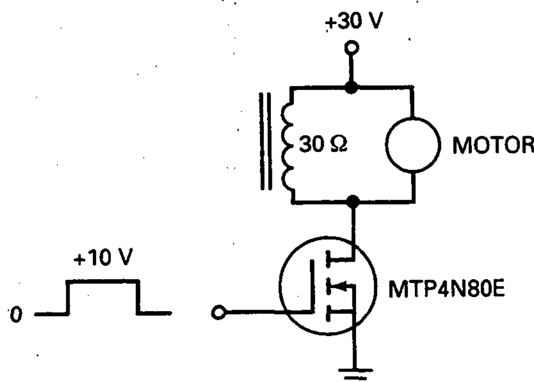


Figura 14-21. Ejemplo de control de un motor.

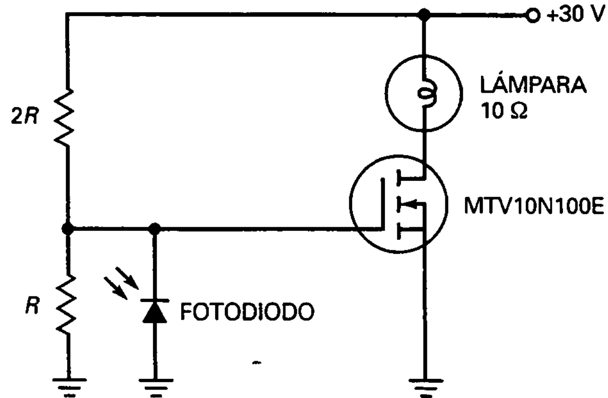


Figura 14-22. Control automático de iluminación.

EJEMPLO 14-8

Durante el día el fotodiodo de la Figura 14-22 conduce sobradamente y la tensión de puerta es baja. Por la noche el fotodiodo está en corte y la tensión de puerta alcanza los +10 V. Por tanto, el circuito enciende automáticamente la lámpara por la noche. ¿Cuál es la corriente a través de la lámpara?

SOLUCIÓN

La Tabla 14-2 da $V_{GS(on)} = 10$ V, $I_{D(on)} = 5$ A y $R_{DS(on)} = 1{,}07\ \Omega$ para un MTV10N100E. En la Figura 14-22 la corriente de saturación es:

$$I_{D(sat)} = \frac{30\ \text{V}}{10\ \Omega} = 3\ \text{A}$$

Como esto es menor que 5 A, el FET de potencia es equivalente a una resistencia de 1,07 Ω, y la corriente por la lámpara vale:

$$I_D = \frac{30\ \text{V}}{10\ \Omega + 1{,}07\ \Omega} = 2{,}71\ \text{A}$$

EJEMPLO 14-9

El circuito de la Figura 14-23 llena automáticamente una piscina cuando el nivel de agua es bajo. Cuando el nivel está por debajo de las dos sondas metálicas, la tensión de la puerta asciende a +10 V, el FET de potencia conduce y la válvula de agua se abre para llenar la piscina.

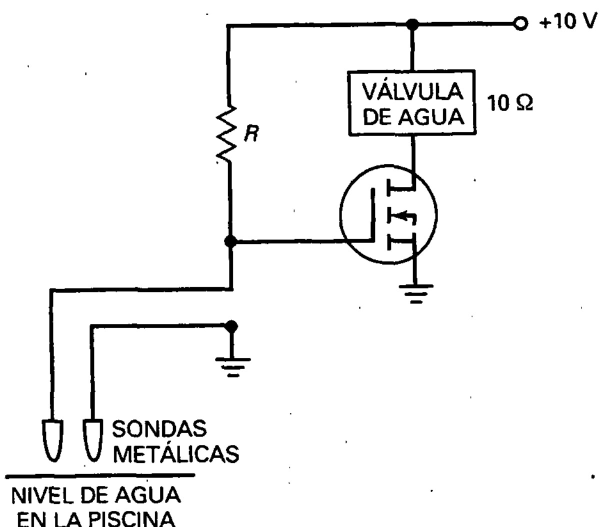


Figura 14-23. Bomba automática para piscina.

Cuando el nivel de agua sube por encima de las sondas, la resistencia entre ellas se hace muy pequeña porque el agua es un buen conductor. En este caso la tensión de puerta se hace casi cero, el FET de potencia se abre y la válvula de agua se cierra.

¿Cuál es la corriente a través de la válvula de agua de la Figura 14-23 si el FET de potencia funciona en la zona óhmica con una $R_{DS(on)}$ de 0,5 Ω?

SOLUCIÓN

La corriente por la válvula es:

$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{10\ \Omega + 0{,}5\ \Omega} = 0{,}952\ \text{A}$$

EJEMPLO 14-10

¿Qué hace el circuito de la Figura 14-24*a*? ¿Cuál es la constante RC? ¿Cuál es la potencia de la lámpara en máximo brillo?

SOLUCIÓN

Cuando el interruptor manual se cierra, el condensador grande se carga lentamente hasta 10 V. A medida que la tensión de puerta crece por encima de $V_{GS(th)}$, el FET de potencia empieza a conducir. Como la tensión de puerta cambia lentamente, el punto de trabajo del FET de potencia tiene que pasar lentamente a través de la zona

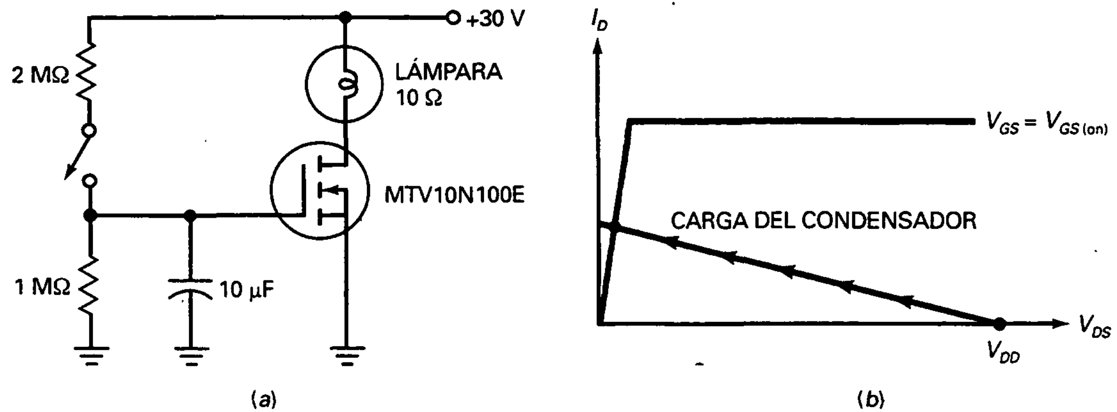


Figura 14-24. Encendido suave de una lámpara.

activa de la Figura 14-24*b*. A causa de ello, la lámpara gana gradualmente intensidad de luz. Cuando el punto de trabajo del FET de potencia alcanza finalmente la zona óhmica, la intensidad de luz de la lámpara es máxima. El efecto global es un *encendido suave* de la lámpara.

La resistencia Thevenin que ve el condensador es:

$$R_{TH} = 2\ \text{M}\Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega = 667\ \text{k}\Omega$$

La constante RC:

$$RC = (667\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F}) = 6{,}67\ \text{s}$$

Viendo la Tabla 4-2, la $R_{DS(on)}$ del MTV10N100E es 1,07 V. La corriente por la lámpara es:

$$I_D = \frac{30\ \text{V}}{10\ \Omega + 1{,}07\ \Omega} = 2{,}71\ \text{A}$$

y la potencia:

$$P = (2{,}71\ \text{A})^2(10\ \Omega) = 73{,}4\ \text{W}$$

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 14-1. El MOSFET de empobrecimiento

El MOSFET de empobrecimiento tiene una fuente, una puerta y un drenador. La puerta está aislada eléctricamente del canal. Por ello, la resistencia de entrada es muy alta. El MOSFET de empobrecimiento tiene un uso limitado, principalmente en circuitos de radiofrecuencia.

Sección 14-2. El MOSFET de enriquecimiento

El MOSFET de enriquecimiento está normalmente en corte. Cuando la tensión de puerta es igual a la tensión umbral, una capa de inversión de tipo *n* conecta la fuente con el drenador. Cuando la tensión de puerta es mucho mayor que la tensión umbral, el dispositivo conduce fuertemente. Debido a la delgada capa de aislante, el MOSFET se destruye con facilidad a menos que se tomen las debidas precauciones al manejarlo.

Sección 14-3. La zona óhmica

Como el MOSFET de enriquecimiento es principalmente un dispositivo de conmutación, funciona normalmente entre corte y saturación. Cuando está polarizado en la zona óhmica actúa como una pequeña resistencia. Si $I_{D(sat)}$ es menor que $I_{D(on)}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, el MOSFET de enriquecimiento funciona en la zona óhmica.

Sección 14-4. Conmutación digital

Analógico significa que la señal cambia continuamente, es decir, sin saltos bruscos. *Digital* significa que la señal salta entre dos valores distintos de tensión. La conmutación incluye tanto a los circuitos de alta potencia como a los circuitos digitales para pequeña señal. Inversión con carga activa significa que uno de los MOSFET actúa como una resistencia grande y el otro como un interruptor.

Sección 14-5. CMOS

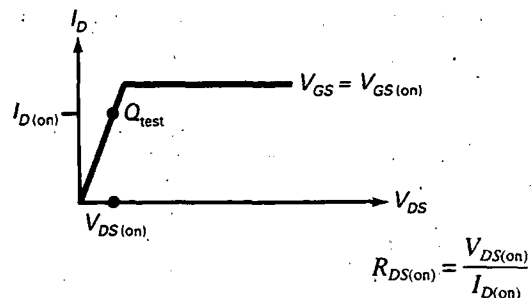
Un CMOS emplea dos MOSFET complementarios, donde uno conduce y el otro no. El inversor CMOS es un circuito digital básico. Los dispositivos CMOS tienen la ventaja de su bajo consumo de potencia.

Sección 14-6. FET de potencia

Los MOSFET de enriquecimiento se pueden fabricar para conmutar grandes corrientes. Estos dispositivos, conocidos como FET de potencia, son útiles en control de automoción, disqueteras, convertidores, impresoras, calefactores, iluminación, motores y otras aplicaciones con fuertes requisitos de corriente.

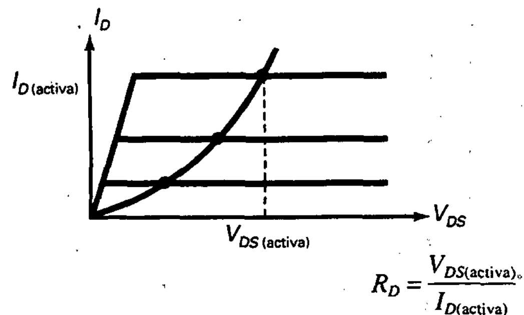
DEFINICIONES

(14-1) Resistencia de conducción:



$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}}$$

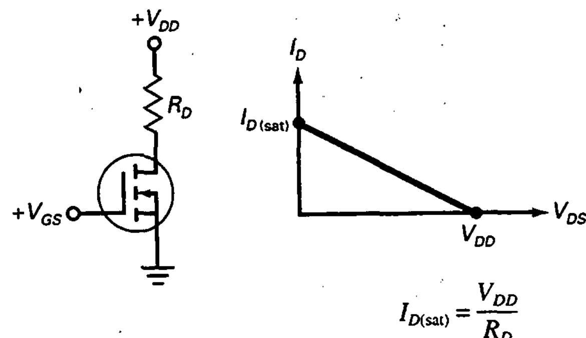
(14-4) Resistencia de dos terminales:



$$R_D = \frac{V_{DS(activa)}}{I_{D(activa)}}$$

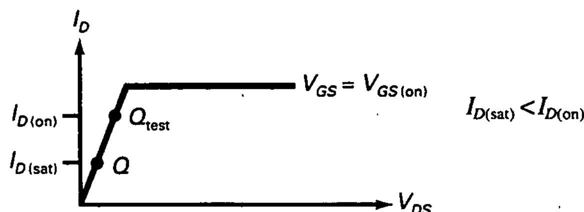
DERIVACIONES

(14-2) Corriente de saturación:



$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

(14-3) Zona óhmica:



CUESTIONES

1. ¿Cuáles de los siguientes dispositivos revolucionaron la industria de los ordenadores?
   a) El JFET
   b) El MOSFET de empobrecimiento
   c) El MOSFET de enriquecimiento
   d) El FET de potencia
2. La tensión que hace conducir un MOSFET de enriquecimiento es la
   a) Tensión puerta-fuente de corte
   b) Tensión de estrangulamiento
   c) Tensión umbral
   d) Tensión de codo
3. ¿Cuáles de los siguientes datos pueden aparecer en la hoja de características de un MOSFET de enriquecimiento?
   a) $V_{GS(th)}$ **c)** $V_{GS(on)}$
   b) $I_{DS(on)}$ **d)** Todos los anteriores
4. La $V_{GS(on)}$ de un MOSFET de enriquecimiento de canal tipo *n* es
   a) Menor que la tensión umbral
   b) Igual a la tensión puerta-fuente de corte
   c) Mayor que $V_{DS(on)}$
   d) Mayor que $V_{GS(th)}$
5. Una resistencia normal es un ejemplo de
   a) Un dispositivo de tres terminales
   b) Una carga activa
   c) Una carga pasiva
   d) Un dispositivo de conmutación
6. Un MOSFET de enriquecimiento con su puerta conectada al drenador es un ejemplo de
   a) Un dispositivo de tres terminales
   b) Una carga activa
   c) Una carga pasiva
   d) Un dispositivo de conmutación
7. Un MOSFET de enriquecimiento que funciona en la zona de corte o en la zona óhmica es un ejemplo de
   a) Un dispositivo de tres terminales
   b) Una carga activa
   c) Una carga pasiva
   d) Un dispositivo de conmutación
8. CMOS viene de
   a) MOS común
   b) Inversión de carga activa
   c) Dispositivos de canal *p* y canal *n*
   d) MOS complementario
9. $V_{GS(on)}$ es siempre
   a) Menor que $V_{GS(th)}$
   b) Igual a $V_{DS(on)}$
   c) Mayor que $V_{GS(th)}$
   d) Negativa
10. En los inversores de carga activa el MOSFET superior es un
    a) Dispositivo de dos terminales
    b) Dispositivo de tres terminales
    c) Interruptor
    d) Resistencia pequeña
11. Los dispositivos CMOS usan
    a) Transistores bipolares
    b) MOSFET de enriquecimiento complementarios
    c) Funcionamiento en clase A
    d) Bajo consumo de potencia
12. La principal ventaja de los CMOS es su
    a) Alta limitación de potencia
    b) Funcionamiento para pequeña señal
    c) Capacidad de conmutación
    d) Bajo consumo de potencia
13. Los FET de potencia son
    a) Circuitos integrados
    b) Dispositivos para pequeña señal

c) Usados principalmente con señales analógicas
d) Usados para conmutar grandes corrientes
14. Cuando la temperatura interna aumenta en un FET de potencia, la
a) Tensión umbral aumenta
b) Corriente de puerta decrece
c) Corriente de drenador decrece
d) Corriente de saturación aumenta
15. La mayoría de los MOSFET de enriquecimiento se encuentran en
a) Aplicaciones de alta potencia
b) Circuitos discretos
c) Disqueteras
d) Circuitos integrados
16. La mayoría de los FET son
a) Usados en aplicaciones con corrientes grandes
b) Ordenadores digitales
c) Etapas de RF
d) Circuitos integrados
17. Un MOSFET de enriquecimiento de canal *n* conduce cuando tiene
a) $V_{GS} > V_P$
b) Una capa de inversión de tipo *n*
c) $V_{DS} > 0$
d) Capas de deplexión
18. En un CMOS, el MOSFET superior es
a) Una carga pasiva
b) Una carga activa
c) Un dispositivo que no conduce
d) Complementario
19. La salida alta de un inversor CMOS es
a) $V_{DD}/2$ c) V_{DS}
b) V_{GS} d) V_{DD}
20. La $R_{DS(on)}$ de un FET de potencia
a) Es siempre grande
b) Tiene un coeficiente de temperatura negativo
c) Tiene un coeficiente de temperatura positivo
d) Es una carga activa

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un MOSFET de enriquecimiento mostrando las zonas *p* y *n*. Después explique la acción de conexión-desconexión.
2. Describa cómo funciona la inversión con carga activa. Utilice diagramas de circuitos en su explicación.
3. Dibuje un inversor CMOS y explique qué hace el circuito.
4. Dibuje cualquier circuito que muestre un FET de potencia controlando una gran corriente de carga. Explique la acción de conexión-desconexión. Incluya la $R_{DS(on)}$ en su explicación.
5. Hay gente que opina que la tecnología MOS revolucionó el mundo de la electrónica. ¿Por qué?
6. Liste y compare las ventajas y desventajas de los amplificadores BJT y FET.
7. Explique lo que sucede cuando la corriente de drenador empieza a crecer en un FET de potencia.
8. ¿Por qué se debe manejar con cuidado un MOSFET de enriquecimiento?
9. ¿Por qué se conecta un cable metálico delgado alrededor de los terminales de un MOSFET durante su transporte y distribución?
10. ¿Cuáles son algunas de las medidas de precaución que se deben adoptar cuando se trabaja con dispositivos MOS?
11. ¿Por qué un diseñador elegiría generalmente un MOSFET antes que un BJT para funcionar como conmutador de potencia en una fuente de alimentación conmutada?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 14-1. La zona óhmica

14-1. Calcule $R_{DS(on)}$ para cada uno de los siguientes valores de MOSFET de enriquecimiento:
a) $V_{DS(on)} = 0{,}1$ V e $I_{DS(on)} = 10$ mA
b) $V_{DS(on)} = 0{,}25$ V e $I_{DS(on)} = 45$ mA
c) $V_{DS(on)} = 0{,}75$ V e $I_{DS(on)} = 100$ mA
d) $V_{DS(on)} = 0{,}15$ V e $I_{DS(on)} = 200$ mA

14-2. Un MOSFET de enriquecimiento tiene $R_{DS(on)} = 2\ \Omega$ cuando $V_{GS(on)} = 3$ V e $I_{D(on)} = 500$ mA. Si se polariza en la zona óhmica, ¿cuál es la tensión a través de él para cada una de estas corrientes de drenador?
a) $I_{D(sat)} = 25$ mA
b) $I_{D(sat)} = 50$ mA
c) $I_{D(sat)} = 100$ mA
d) $I_{D(sat)} = 200$ mA

14-3. ¿Cuál es la tensión a través del MOSFET de enriquecimiento de la Figura 14-25*a* si $V_{GS} = 2{,}5$ V? (Use la Tabla 14-1.)

14-4. Calcule la tensión en el drenador en la Figura 14-25*b* para una tensión de puerta de +3 V. Suponga que $R_{DS(on)}$ tiene aproximadamente el mismo valor que el dado en la Tabla 14-1.

14-5. Si V_{GS} es alta en la Figura 14-25*c*, ¿cuál es la tensión a través de la resistencia de carga?

14-6. Calcule la tensión a través del MOSFET de enriquecimiento de la Figura 14-25*d* para una tensión de entrada alta.

14-7. ¿Cuál es la corriente por el LED de la Figura 14-26*a* cuando $V_{GS} = 5$ V?

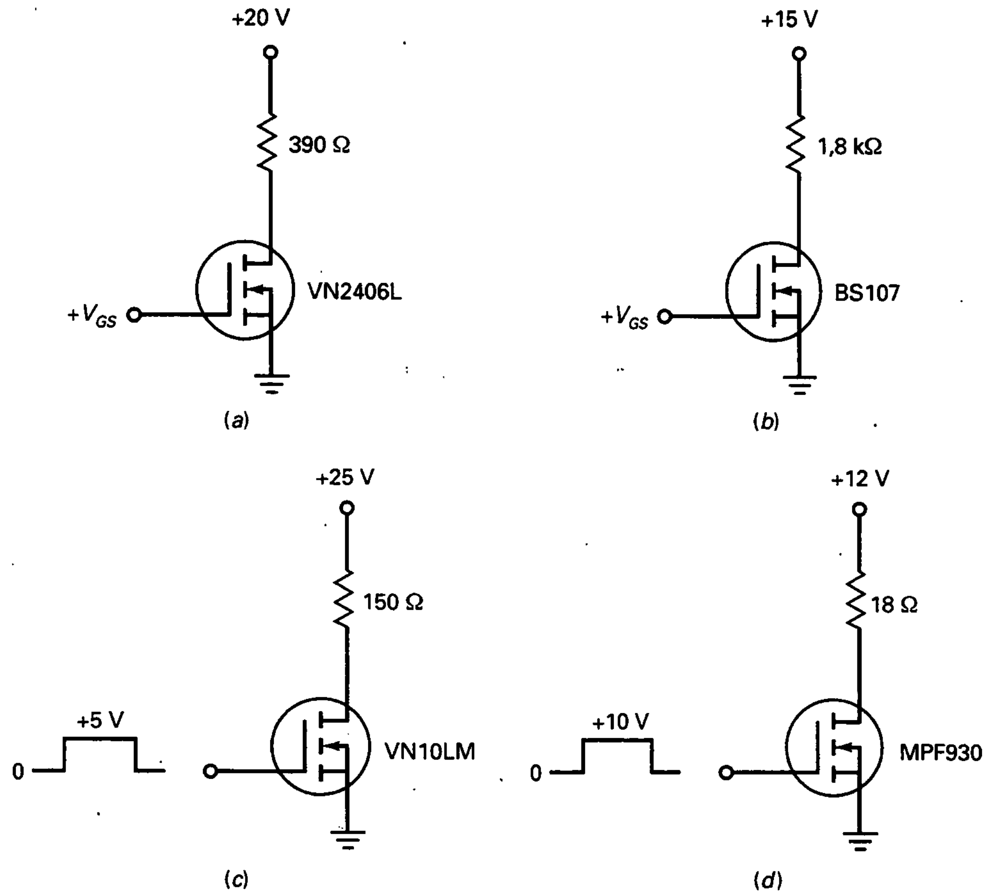


Figura 14-25

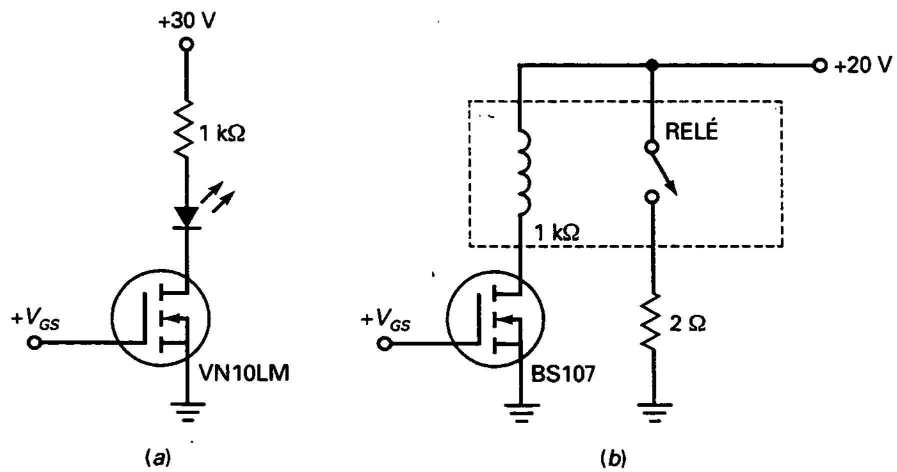


Figura 14-26

14-8. El relé de la Figura 14-26*b* se cierra cuando V_{GS} = 2,6 V. ¿Cuál es la corriente por el MOSFET cuando la tensión de puerta es alta? ¿Y la corriente a través de la resistencia final?

Sección 14-4. Conmutación digital

14-9. Un MOSFET de enriquecimiento tiene estos valores: $I_{D(\text{activa})}$ = 1 mA y $V_{DS(\text{activa})}$ = 10 V. ¿A qué es igual la resistencia de drenador en la zona óhmica?

14-10. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 14-27*a* cuando la entrada es baja? ¿Y cuando es alta?

14-11. En la Figura 14-27*b*, la tensión de entrada es baja. ¿Cuál es la tensión de salida? Si la entrada se vuelve alta, ¿cuál es la tensión de salida?

14-12. Una onda cuadrada excita la puerta de la Figura 14-27*a*. Si esta onda tiene un valor pico a pico lo suficientemente grande como para llevar al MOSFET inferior a la zona óhmica, ¿cuál es la forma de onda de salida?

Sección 14-5. CMOS

14-13. Los MOSFET de la Figura 14-28 tienen $R_{DS(\text{on})}$ = 250 Ω y $R_{DS(\text{off})}$ = 5 MΩ. ¿Cómo es la forma de onda de salida?

14-14. El MOSFET superior en la Figura 14-28 tiene estos valores: $I_{D(\text{on})}$ = 1 mA, $V_{DS(\text{on})}$ = 1 V, $I_{D(\text{off})}$ = 1 μA y $V_{DS(\text{off})}$ = 10 V. ¿Cuál es la tensión de salida cuando la de entrada es baja? ¿Y cuando es alta?

14-15. Una onda cuadrada con un valor de pico de 12 V y una frecuencia de 1 kHz es la entrada de la Figura 14-28. Describa la forma de onda de salida.

14-16. Durante la transición de baja a alta en la Figura 14-28, la tensión de entrada es 6 V durante un instante. En ese momento ambos MOSFET tienen resistencias activas de R_D = 5 kΩ. ¿Cuál es la corriente de drenador en ese instante?

Sección 14-6. FET de potencia

14-17. ¿Cuál es la corriente a través del arrollamiento del motor de la Figura 14-29 cuando la tensión de puerta es baja? ¿Y cuando es alta?

14-18. El arrollamiento del motor de la Figura 14-29 se reemplaza por otro con una resistencia de 6 Ω. ¿Cuál es la corriente a través del arrollamiento cuando la tensión de puerta es alta?

14-19. ¿Cuál es la corriente a través de la lámpara de la Figura 14-30 cuando la tensión de puerta es baja? ¿Y cuando es +10 V?

14-20. La lámpara de la Figura 14-30 se reemplaza por otra con una resistencia de 5 Ω. ¿Cuál es la potencia de la lámpara cuando está oscura?

14-21. ¿Cuál es la corriente a través de la válvula de agua de la Figura 14-31 cuando la tensión de puerta es alta? ¿Y cuando es baja?

14-22. La tensión de alimentación de la Figura 14-31 se cambia a 12 V y la válvula de agua se cam-

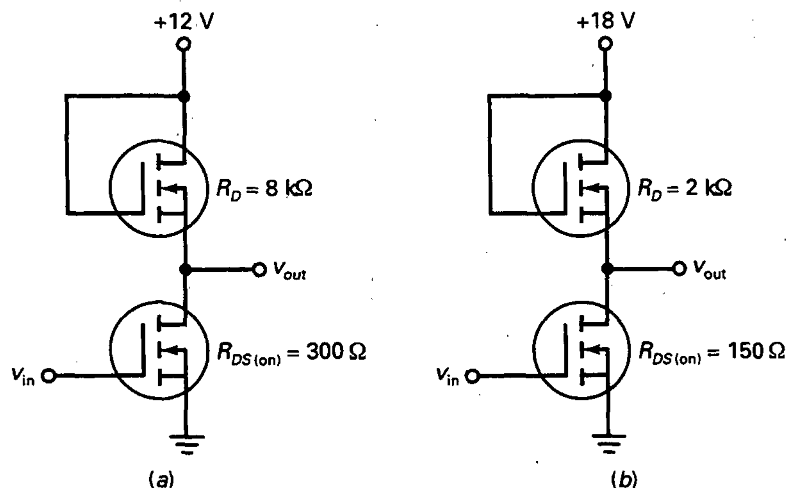


Figura 14-27

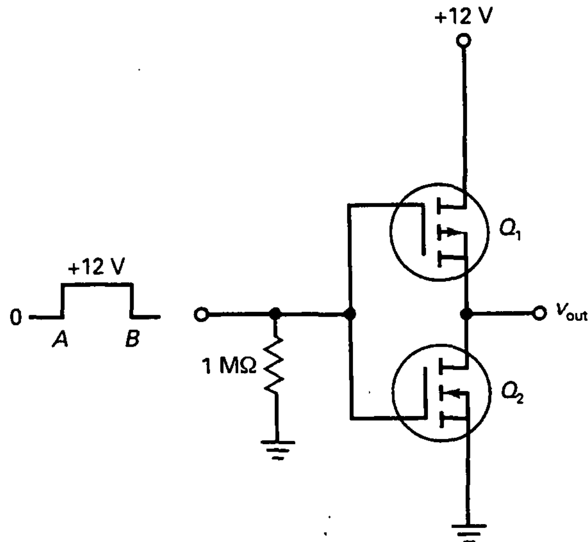


Figura 14-28

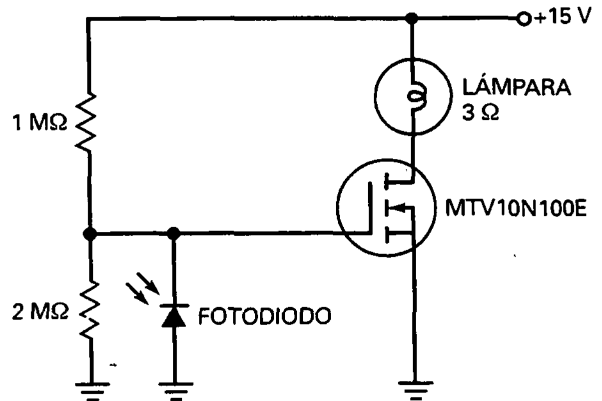


Figura 14-30

bia por otra con una resistencia de 18 Ω. ¿Cuál es la corriente a través de la válvula cuando las sondas están sumergidas? ¿Y cuando están sobre la superficie?

14-23. ¿Cuál es la constante de tiempo RC en la Figura 14-32? ¿Y la potencia de la lámpara cuando está totalmente encendida?

14-24. Las dos resistencias en el circuito de puerta de la Figura 14-32 están duplicadas. ¿Cuál es la constante de tiempo RC? Si la lámpara se cambia por otra con una resistencia de 6 Ω, ¿cuál es la corriente cuando está totalmente encendida?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

14-25. En la Figura 14-25*c*, la tensión de puerta es una onda cuadrada con una frecuencia de 1 kHz y una tensión de pico de +5 V. ¿Cuál es la potencia media disipada en la resistencia de carga?

14-26. La tensión de puerta de la Figura 14-25*d* es una serie de pulsos rectangulares de tensión alta el 25 por 100 del ciclo y tensión cero el resto del ciclo. ¿Cuál es la potencia media disipada en la resistencia de carga?

14-27. El inversor CMOS de la Figura 14-28 usa

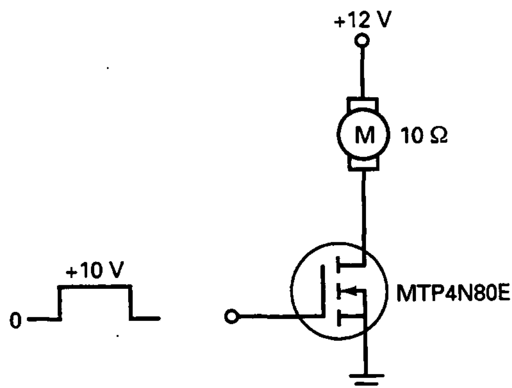


Figura 14-29

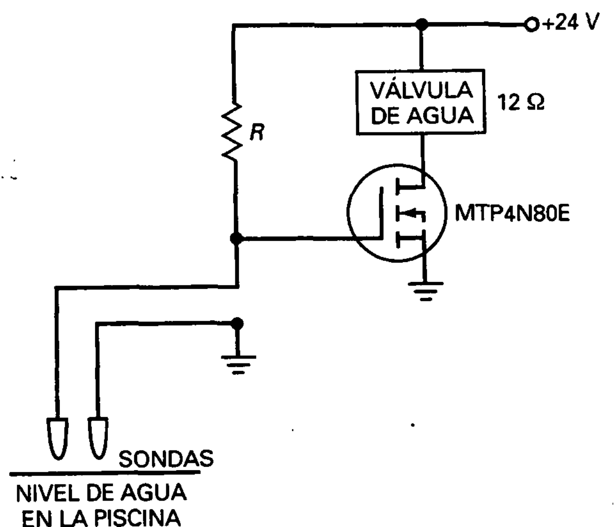


Figura 14-31

MOSFET con $R_{DS(on)} = 100\ \Omega$ y $R_{DS(off)} = 10$ MΩ. ¿Cuál es el consumo de potencia del circuito en el punto Q? Cuando la entrada es una onda cuadrada, la corriente media a través de Q_1 es 50 μA. ¿Cuál es el consumo de potencia?

14-28. Si la tensión de puerta es 3 V en la Figura 14-30, ¿cuál es la corriente por el fotodiodo?

14-29. En las especificaciones de características de un MTP16N25E se muestra una gráfica normalizada de $R_{DS(off)}$ en función de la temperatura. El valor normalizado crece linealmente desde 1 hasta 2,25 a medida que la temperatura de la unión aumenta de 25 a 125 °C. Si $R_{DS(on)} = 0{,}17\ \Omega$ a 25 °C, ¿cuánto vale a 100 °C?

14-30. En la Figura 14-20, $V_{in} = 12$ V. Si el transformador tiene una relación de espiras de 4:1 y el rizado de salida es muy pequeño, ¿cuál es la tensión continua de salida V_{out}?

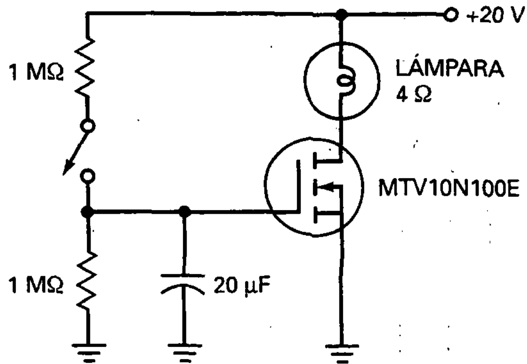


Figura 14-32

CAPÍTULO 15

Tiristores

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Describir el diodo de cuatro capas, cómo se cierra y de qué forma se abre.
- ➤ Explicar el funcionamiento de un SCR.
- ➤ Definir control de fase y explicar el modo en que se usa en los circuitos de tiristores.
- ➤ Explicar cómo funcionan el diac y el triac.
- ➤ Recordar las principales características de un foto-SCR y un interruptor controlado de silicio.
- ➤ Calcular la tensión de pico para un transistor uniunión y describir la manera en que trabaja el UJT.

VOCABULARIO

- ajuste del disparo
- amortiguador RC
- ángulo de conducción
- ángulo de disparo
- ánodo
- bloqueo por disminución de corriente
- cátodo
- cebado
- corriente de mantenimiento
- diac
- diodo de cuatro capas
- diodo *pnpn*
- diodo Schockley
- foto-SCR
- generador de diente de sierra
- interruptor controlado por puerta
- interruptor SCR
- interruptor unilateral de silicio (SUS: *Silicon Unilateral Switch*)
- puerta
- punto de disparo
- rectificador controlado de silicio (SCR: *Silicon Controlled Rectifier*)
- retorno
- SCR activado por luz
- tiristor
- tiristor bidireccional
- triac
- transistor uniunión (UJT)

La palabra *tiristor* viene del griego y significa «puerta», puesto que se comporta como una puerta que se abre y permite el paso de corriente a través de ella. Un tiristor es un dispositivo semiconductor que utiliza realimentación interna para producir un nuevo tipo de conmutación. Los tiristores más importantes son los rectificadores controlados de silicio (SCR: *Silicon Controlled Rectifier*) y el *triac*. Al igual que los FET de potencia, el SCR y el triac pueden conmutar grandes corrientes. Por ello, la principal aplicación de estos dispositivos es el control de grandes corrientes de carga para motores, calentadores, sistemas de iluminación y otras cargas semejantes.

15-1. EL DIODO DE CUATRO CAPAS

El funcionamiento del tiristor se puede explicar mediante el circuito equivalente que se ve en la Figura 15-1*a*. Obsérvese que el transistor superior, Q_1, es un dispositivo *pnp*, y el inferior, Q_2, es un dispositivo *npn*. El colector de Q_1 excita la base de Q_2, y el de Q_2 lo hace con la base de Q_1.

❑ Realimentación positiva

Debido a la peculiar conexión de la Figura 15-1*a*, aparece una realimentación positiva. Un cambio en la corriente de base de Q_2 se amplifica y retorna al mismo punto a través de Q_1 para aumentar el cambio original. Esta realimentación positiva continúa cambiando la corriente de base de Q_2 hasta que ambos transistores llegan a saturación o a corte. Por ejemplo, si la corriente de base de Q_2 se incrementa, aumenta la corriente de colector de Q_2, lo que obliga a que más corriente de base circule por Q_1 y, por tanto, se genera una corriente de colector mayor en Q_1, lo cual excita más la base de Q_2. Este aumento y realimentación en las corrientes continúa hasta que ambos transistores se saturan. Entonces, el circuito actúa como un interruptor cerrado (Fig. 15-1*b*).

Pero si algo ocasiona que la corriente de base de Q_2 disminuya, la corriente de colector de Q_2 decrecerá. Este hecho reduce la corriente de base de Q_1 y, a su vez, habrá menos corriente de colector de Q_1, lo que hace disminuir la corriente de base de Q_2 aún más. Esta realimentación positiva continúa hasta que ambos transistores se cortan. Esta vez el circuito actúa como un interruptor abierto (Fig. 15-1*c*).

El circuito de la Figura 15-1*a* es estable en cualquiera de los dos estados: *cerrado* o *abierto*. Permanecerá en uno de ellos indefinidamente. Si el interruptor se cierra, se mantendrá cerrado hasta que algo cause que las corrientes disminuyan. Si está abierto, persistirá así hasta que también algo obligue a las corrientes a aumentar. Debido a que el circuito puede permanecer en cualquiera de ambos estados indefinidamente, se denomina *latch* (que significa «pestillo»).

❑ Cómo cerrar un latch

La Figura 15-2*a* muestra un latch conectado a una resistencia de carga con una fuente de alimentación de V_{CC}. Se supone que el latch está abierto, como se observa en la Figura 15-2*b*. Puesto que no hay corriente a través de la resistencia de carga, la tensión de salida es igual a la tensión de la fuente, lo que indica que el punto de funcionamiento está en el extremo inferior de la recta de carga (Fig. 15-2*d*).

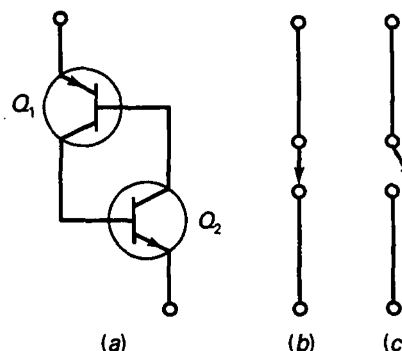


Figura 15-1. Latch con transistores.

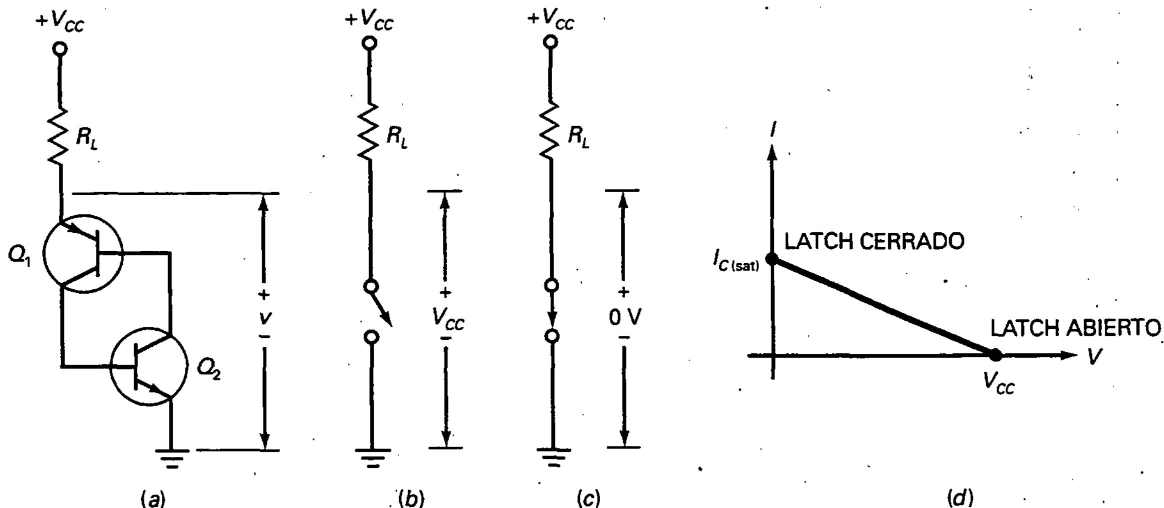


Figura 15-2. Circuito con latch.

La única forma de cerrar el latch de la Figura 15-2*b* es mediante una *tensión de cebado*. Esto significa utilizar una tensión de alimentación V_{CC} suficientemente grande como para llevar a ruptura el diodo colector de Q_1. Como la corriente de colector de Q_1 aumenta la corriente de base de Q_2, empezará la realimentación positiva. Este hecho lleva a ambos transistores a saturación, como se describió previamente. Cuando están saturados, ambos transistores aparecen, de forma ideal, como cortocircuitos y el latch está cerrado (Fig. 15-2*c*). Idealmente, el latch tiene una tensión nula a través de él cuando está cerrado y el punto de funcionamiento está en el extremo superior de la recta de carga (Fig. 15-2*d*).

En la Figura 15-2*a*, el cebado sólo puede ocurrir si antes se lleva Q_2 a ruptura. Aunque el cebado empieza con la ruptura de ambos diodos colectores, termina con la saturación de los dos transistores. Ésta es la razón por la que se utiliza el término *tensión de cebado* en lugar de *tensión inversa de ruptura* para describir este tipo de cierre del latch.

❑ Cómo abrir un latch

¿Cómo se abre el latch de la Figura 15-2*a*? Reduciendo a cero la tensión de alimentación V_{CC}, lo que fuerza al transistor a pasar de saturación a corte. A este tipo de apertura se le denomina *bloqueo por disminución de corriente* porque depende de reducir la corriente del latch a un valor suficientemente bajo como para sacar a los transistores de la zona de saturación.

❑ El diodo Schockley

El esquema de la Figura 15-3*a* se llamó originalmente *diodo Schockley* debido a su inventor. Se usan varios nombres para este dispositivo: *diodo de cuatro capas, diodo pnpn* e *interruptor unilateral de silicio* (SUS: *Silicon*

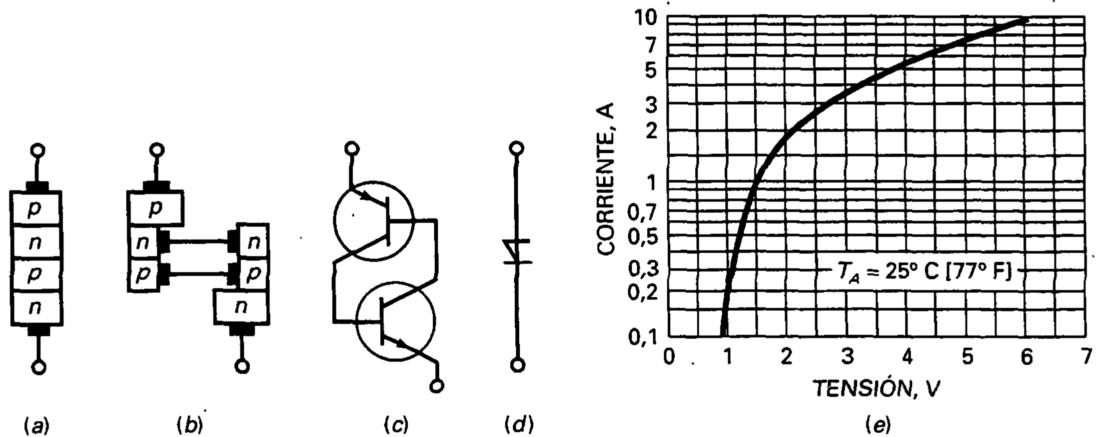


Figura 15-3. Diodo de cuatro capas.

Unilateral Switch). El dispositivo sólo permite el paso de corriente en una dirección.

La manera más fácil de entender cómo funciona es imaginarlo en dos mitades separadas, como se ve en la Figura 15-3*b*. La mitad izquierda es un transistor *pnp* y la derecha es un transistor *npn*. En consecuencia, el diodo de cuatro capas es equivalente al latch que aparece en la Figura 15-3*c*.

La Figura 15-3*d* muestra el símbolo eléctrico del diodo de cuatro capas. El único modo de hacer que el diodo de cuatro capas conduzca es mediante cebado, y la única forma de abrirlo es con bloqueo por disminución de corriente. En un diodo de cuatro capas no es necesario reducir la corriente a cero para abrir el latch. Los transistores internos del diodo de cuatro capas saldrán de la saturación cuando la corriente se reduzca a un valor por debajo de lo que se llama *corriente de mantenimiento* (indicada en las hojas de características). Este valor es, pues, la mínima corriente necesaria para que los transistores pasen de saturación a corte.

Una vez que el diodo de cuatro capas entra en saturación, la tensión que cae en él disminuye a un valor pequeño, que dependerá de la corriente que circule. Por ejemplo, en la Figura 15-3*e* se representa la corriente en función de la tensión para el lN5158. Obsérvese que la tensión aumenta con la corriente a través del dispositivo: 1 V a 0,2 A; 1,5 V a 0,95 A; 2 V a 1,8 A, y así sucesivamente.

❑ Función de transferencia

En la Figura 15-4 se presenta la gráfica de corriente en función de la tensión para un diodo de cuatro capas. El dispositivo tiene dos zonas de funcionamiento: no conducción (corte) y conducción (saturación). La línea a trazos es la transición entre ambas zonas y está dibujada así para indicar que el dispositivo conmuta rápidamente entre los estados de conducción y no conducción.

Cuando el dispositivo está en corte tiene corriente cero. Si la tensión trata de exceder V_B, el diodo de cuatro capas entra en saturación y su punto

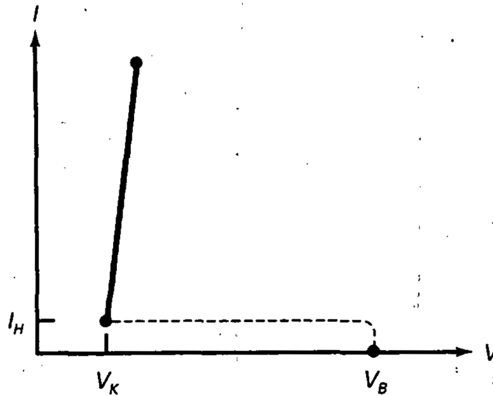


Figura 15-4. Función de transferencia.

de trabajo se desplaza rápidamente por la línea a trazos hasta la zona de conducción. Cuando el diodo está en saturación, funciona sobre la línea superior. A medida que la corriente que circula a través de él es mayor que la corriente de mantenimiento I_H, el diodo permanece en el estado de conducción. Si la corriente trata de disminuir a un valor menor que I_H, el dispositivo conmuta a la zona de no conducción.

La aproximación ideal de un diodo de cuatro capas es un interruptor abierto cuando no conduce y un interruptor cerrado cuando lo hace. La segunda aproximación incluye la tensión de codo V_K, próxima a 0,7 V, que se observa en la Figura 15-4. Para aproximaciones superiores se puede usar el programa EWB o consultar la hoja de características del diodo de cuatro capas.

EJEMPLO 15-1

El diodo de la Figura 15-5 tiene una tensión de cebado de 10 V. Si la tensión de entrada se incrementa a +15 V, ¿cuál es la corriente por el diodo?

SOLUCIÓN

Como una tensión de entrada de 15 V supera la tensión de cebado de 10 V, el diodo pasa bruscamente a conducción. Idealmente, se comporta como un interruptor cerrado, así que la corriente es:

$$I = \frac{15\ \text{V}}{100\ \Omega} = 150\ \text{mA}$$

En segunda aproximación:

$$I = \frac{15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{100\ \Omega} = 143\ \text{mA}$$

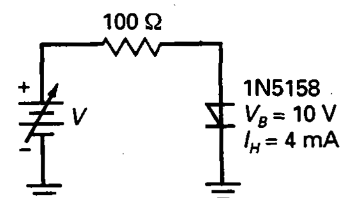


Figura 15-5. Ejemplo.

Para obtener una respuesta más precisa se comprueba con la Figura 15-3*e* que la tensión es 0,9 V cuando la corriente es de unos 150 mA. Por tanto, una respuesta mejor tiene un valor:

$$I = \frac{15\ \text{V} - 0{,}9\ \text{V}}{100\ \Omega} = 141\ \text{mA}$$

EJEMPLO 15-2

El diodo de la Figura 15-5 posee una corriente de mantenimiento de 4 mA. La tensión de entrada se aumenta hasta 15 V para cerrar el diodo y después se reduce para abrirlo. ¿Cuál es la tensión de entrada que abre el diodo?

SOLUCIÓN

El diodo se abre cuando la corriente es ligeramente menor que la corriente de mantenimiento, en este caso 4 mA. Con esta pequeña corriente la tensión del diodo es aproximadamente igual a la tensión de codo, 0,7 V. Como circulan 4 mA a través de 100 Ω, la tensión de entrada es:

$$V_{in} = 0{,}7\ \text{V} + (4\ \text{mA})(100\ \Omega) = 1{,}1\ \text{V}$$

Así, para abrir el diodo, la tensión de entrada se tiene que reducir desde 15 V hasta un poco menos de 1,1 V.

EJEMPLO 15-3

La Figura 15-6*a* muestra un *generador de diente de sierra*. El condensador se carga hasta la tensión de alimentación, como se ve en la Figura 15-6*b*. Cuando el diodo alcanza el valor de +10 V pasa a conducción. Esto descarga el condensador, produciendo el *retor-*

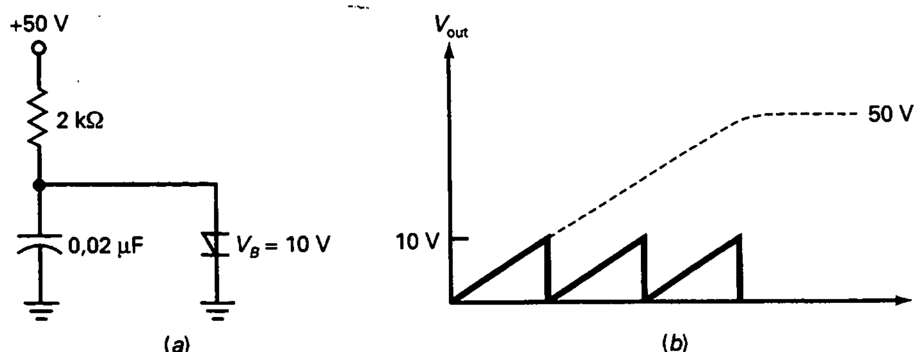


Figura 15-6. Generador de diente de sierra.

no (repentina caída de tensión) de la forma de onda de salida. Cuando la tensión es, idealmente, cero, el diodo se abre y el condensador empieza a cargarse de nuevo. De esta forma obtenemos el diente de sierra ideal que se muestra en la Figura 15-6*b*.

¿Cuál es la constante de tiempo *RC* de carga del condensador? ¿Qué valor toma la frecuencia de la señal de diente de sierra si su período es el 20 por 100 de la constante de tiempo?

SOLUCIÓN

La constante de tiempo *RC* es:

$$RC = (2\ \text{k}\Omega)(0{,}02\ \mu\text{F}) = 40\ \mu\text{s}$$

El período es aproximadamente el 20 por 100 de la constante de tiempo. Así que:

$$T = 0{,}2(40\ \mu\text{s}) = 8\ \mu\text{s}$$

La frecuencia vale:

$$f = \frac{1}{8\ \mu\text{s}} = 125\ \text{kHz}$$

15-2. EL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO

El SCR es el tiristor que más se usa. Puede conmutar corrientes muy elevadas y, por ello, se emplea en control de motores, hornos, sistemas de aire acondicionado y calentadores de inducción.

❑ Disparo del latch

Añadiendo un terminal de entrada en la base de Q_2, como se muestra en la Figura 15-7*a*, se puede crear una segunda manera de cerrar el latch. Así es como funciona teóricamente: al abrirse el latch, como lo hace en la Figura 15-7*b*, el punto de trabajo está en el extremo inferior de la recta de carga para continua (Fig. 15-7*d*). Para cerrar el latch, es posible introducir un *disparador* (pulso afilado) en la base de Q_2, como se refleja en la Figura 15-7*a*. El disparador incrementa momentáneamente la corriente de base de Q_2. Esto inicia la realimentación positiva, lo que lleva ambos transistores a saturación.

En este estado, ambos transistores parecen, idealmente, cortocircuitos, y el latch permanece cerrado (Fig. 15-7*c*). En el caso ideal, el latch tiene tensión cero cuando está cerrado y el punto de trabajo está en el extremo superior de la recta de carga (Fig. 15-7*d*).

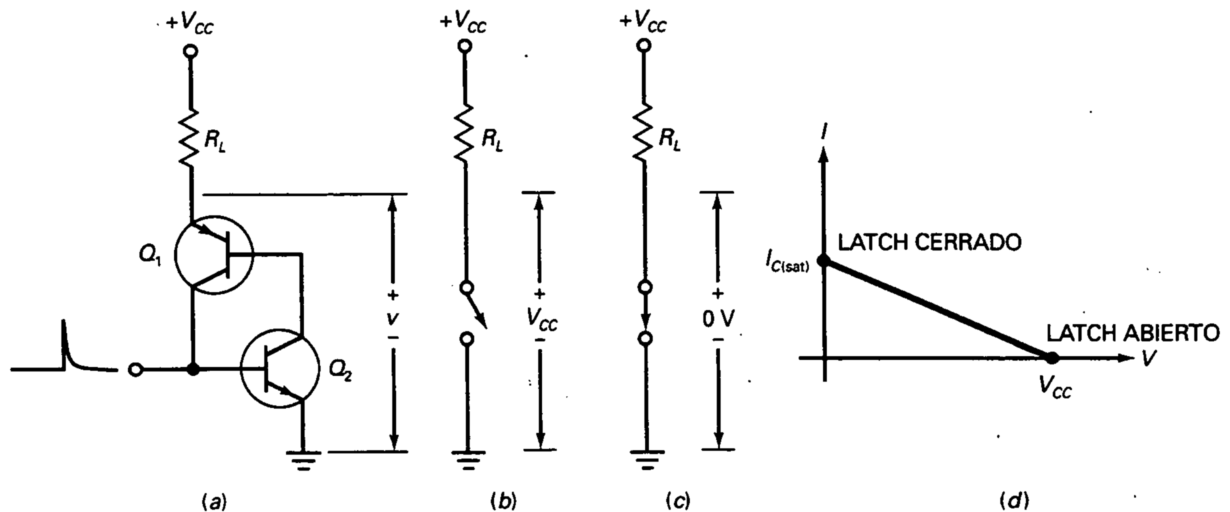


Figura 15-7. Transistores de un latch con disparo de entrada.

❑ Disparo de puerta

La Figura 15-8*a* muestra la estructura de un SCR. La entrada se denomina *puerta*, la parte superior es el *ánodo* y la parte inferior es el *cátodo*. El SCR resulta mucho más útil que un diodo de cuatro capas porque el disparo de puerta es más sencillo que el disparo mediante tensión de cebado.

De nuevo, podemos imaginar las cuatro zonas de dopaje separadas en dos transistores, como se refleja en la Figura 15-8*b*. Por tanto, el SCR es equivalente a un latch con una entrada de disparo (Fig. 15-8*c*). Los esquemas eléctricos usan el símbolo de la Figura 15-8*d*. Siempre que se vea este símbolo, se debe recordar que es equivalente a un latch con una entrada de disparo.

Como la puerta de un SCR está conectada a la base de un transistor interno, se necesitan al menos 0,7 V para disparar un SCR. Las hojas de

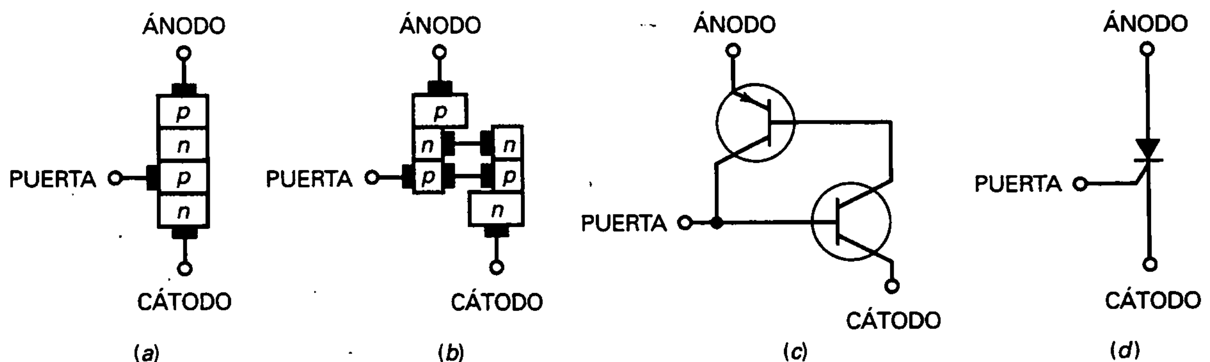


Figura 15-8. Rectificador controlado de silicio (SCR).

características indican esta tensión como *tensión de disparo*, V_{GT}. En lugar de especificar la resistencia de entrada de la puerta, algún fabricante proporciona la mínima corriente de entrada necesaria para que el SCR conduzca. Las hojas de características indican esta corriente con el nombre de *corriente de disparo*, I_{GT}.

Por ejemplo, la hoja de características de un 2N4441 da una tensión y una corriente de disparo de

$$V_{GT} = 0{,}75 \text{ V}$$
$$I_{GT} = 10 \text{ mA}$$

lo que significa que la fuente que alimenta la puerta del 2N4441 tiene que proporcionar 10 mA a 0,75 V para cebar el SCR.

❑ Tensión de entrada

Un SCR como el que se muestra en la Figura 15-9 posee una tensión de puerta V_G. Cuando esta tensión es mayor que V_{GT}, el SCR conducirá y la tensión de salida caerá desde $+V_{CC}$ a un valor bajo. Algunas veces se usa una resistencia de puerta, como se muestra aquí. La resistencia limita la corriente de puerta a un valor seguro. La tensión de entrada que se necesita para disparar un SCR tiene que ser mayor que:

$$V_{in} = V_{GT} + I_{GT} R_G \qquad (15\text{-}1)$$

En esta ecuación, V_{GT} e I_{GT} son la tensión y corriente de disparo necesarias para la puerta del dispositivo. Estos valores se encuentran en las hojas de características. Por ejemplo, la hoja de características del 2N4441 proporciona $V_{GT} = 0{,}75$ V e $I_{GT} = 10$ mA. Cuando se tiene el valor de R_G, el cálculo de V_{in} es directo. Si no se usara una resistencia de puerta, R_G es la resistencia Thevenin del circuito que excita la puerta. A menos que se satisfaga la Ecuación (15-1), el SCR no se puede cerrar.

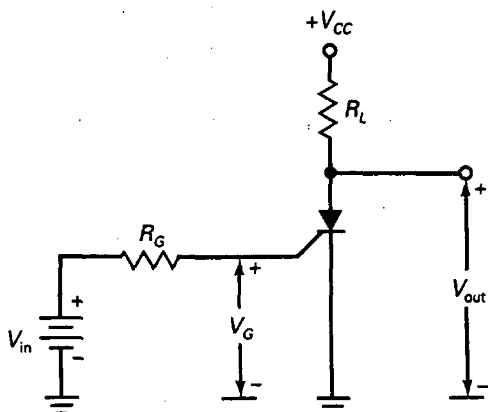


Figura 15-9. Circuito básico del SCR.

❑ Reiniciar el SCR

Después de que el SCR se ha cebado permanece así incluso aunque se reduzca V_{in} a cero. En este caso, la tensión de salida se mantiene baja indefinidamente. La única forma de reiniciar el SCR consiste en reducir su corriente a un valor menor que la corriente de mantenimiento; esto se hace normalmente reduciendo V_{CC} a un valor bajo. Como la corriente de mantenimiento circula a través de la resistencia de carga de la Figura 15-9, la tensión de alimentación para que el SCR conduzca tiene que ser menor que

$$V_{CC} = 0{,}7\text{ V} + I_H R_L \tag{15-2}$$

❑ FET de potencia frente a SCR

Aunque tanto el FET de potencia como el SCR pueden conmutar corrientes grandes, los dos dispositivos son fundamentalmente diferentes. La diferencia clave es la forma en que se abren. La tensión de puerta de un FET de potencia puede abrir (no conducción) y cerrar (conducción) el dispositivo. No ocurre así con un SCR. La tensión de puerta sólo puede cerrarlo.

La Figura 15-10 ilustra esta diferencia. En la figura 15-10*a*, cuando la tensión de entrada a un FET de potencia toma valor alto, la tensión de salida toma valor bajo y viceversa. En otras palabras, un pulso rectangular a la entrada produce un pulso rectangular invertido a la salida.

En la Figura 15-10*b*, cuando la tensión de entrada al SCR toma un valor alto, la tensión de salida toma un valor bajo. Pero cuando la tensión de entrada es baja, la tensión de salida permanece baja. Con un SCR, un pulso rectangular a la entrada produce una salida como un escalón de bajada. El SCR no se vuelve a abrir.

Como los dos dispositivos se reinician de formas diferentes, sus aplicaciones tienden a ser distintas. Los FET de potencia responden como un interruptor de dos posiciones, mientras los SCR lo hacen como un interruptor de una sola pulsación. Al ser más fáciles de controlar, los FET de potencia se usan mucho más a menudo como interface entre circuitos integrados di-

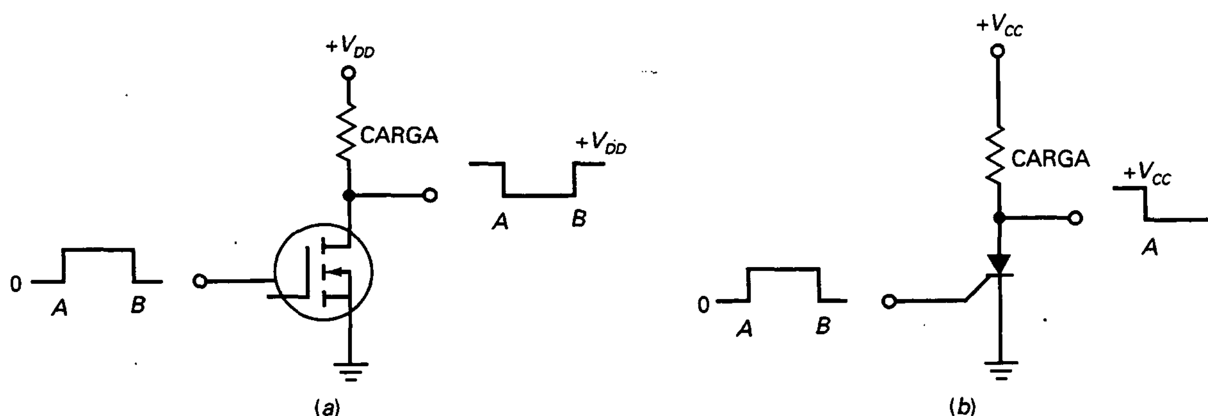


Figura 15-10. FET de potencia frente a SCR.

gitales y cargas pesadas. En aplicaciones en las que es importante que el circuito permanezca cerrado, se verá más frecuentemente un SCR.

EJEMPLO 15-4

En la Figura 15-11 el SCR tiene una tensión de disparo de 0,75 V y una corriente de disparo de 7 mA. ¿Cuál es la tensión de entrada que cierra el SCR? Si la corriente de mantenimiento es de 6 mA, ¿cuánto vale la tensión de alimentación que lo abre?

SOLUCIÓN

Siguiendo la Ecuación (15-1), la mínima tensión de entrada necesaria para disparar el SCR es:

$$V_{in} = 0{,}75\ \text{V} + (7\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 7{,}75\ \text{V}$$

Según la Ecuación (15-2), la tensión de alimentación que abre el SCR:

$$V_{CC} = 0{,}7\ \text{V} + (6\ \text{mA})(100\ \Omega) = 1{,}3\ \text{V}$$

EJEMPLO 15-5

¿Qué hace el circuito de la Figura 15-12*a*? ¿Cuál es la tensión de pico a la salida? ¿Cuál es la frecuencia de la onda de diente de sierra si su periodo es el 20 por 100 de la constante de tiempo?

SOLUCIÓN

A medida que crece la tensión en el condensador, llega un momento en que el SCR se ceba y rápidamente lo descarga. Cuando el SCR se abre, el condensador se empieza a cargar de nuevo. Por tanto, la forma de onda de la tensión de salida es un diente de sierra similar al de la Figura 15-6*b*, ya visto en el Ejemplo 15-3.

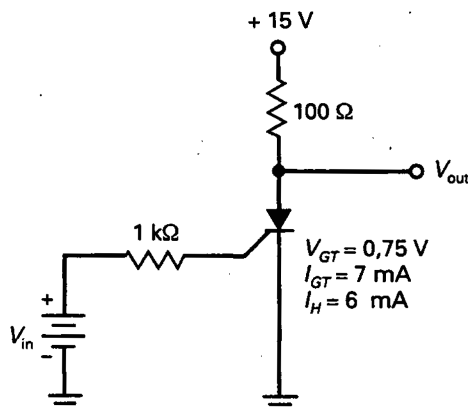


Figura 15-11. Ejemplo.

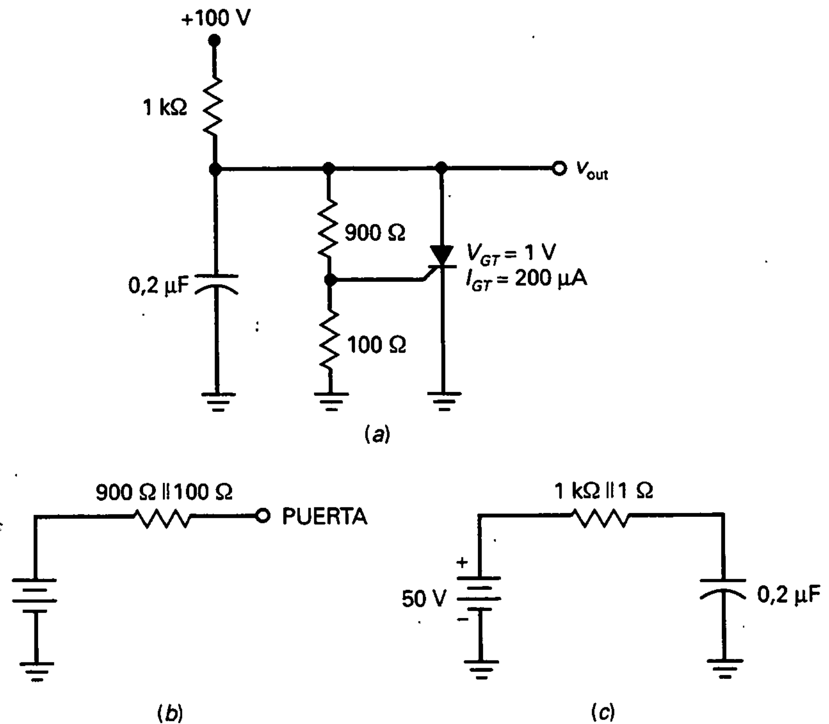


Figura 15-12. Ejemplo.

La Figura 15-12*b* muestra el circuito Thevenin que ve la puerta. La resistencia Thevenin es:

$$R_{TH} = 900\ \Omega \parallel 100\ \Omega = 90\ \Omega$$

Usando la Ecuación (15-1), la tensión de entrada necesaria para disparar es:

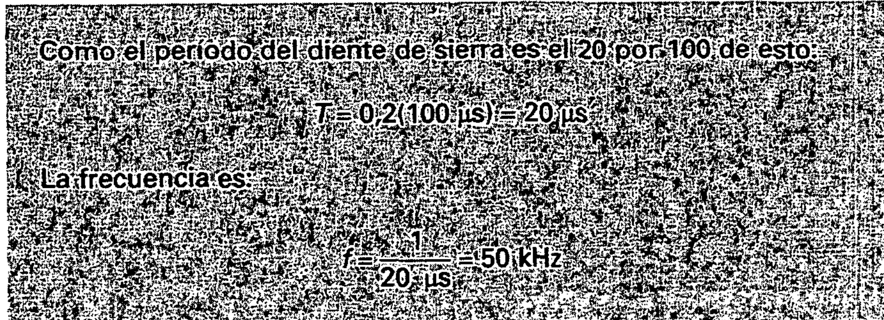
$$V_{in} = 1\ \text{V} + (200\ \mu\text{A})(90\ \Omega) \approx 1\ \text{V}$$

A causa del divisor de tensión 10:1, la tensión de puerta es un décimo de la tensión de salida. Por tanto, la tensión de salida en el instante de disparo del SCR vale:

$$V_{pico} = 10(1\ \text{V}) = 10\ \text{V}$$

La Figura 15-12*c* muestra el circuito Thevenin hacia el condensador cuando el SCR está abierto. Se ve claramente que el condensador se tratará de cargar a una tensión final de +50 V con una constante de tiempo de:

$$RC = (500\ \Omega)(0{,}2\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$



Como el período del diente de sierra es el 20 por 100 de esto:

$$T = 0{,}2(100\ \mu s) = 20\ \mu s$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{20\ \mu s} = 50\ \text{kHz}$$

15-3. EL SCR COMO INTERRUPTOR

Si algo sucede dentro de la fuente de alimentación que cause que su tensión de salida se eleve, los resultados pueden ser devastadores. Esto se debe a que algunas cargas, como circuitos integrados muy caros, no pueden soportar tensiones de alimentación excesivas sin ser destruidos. Una de las aplicaciones más importantes del SCR es la protección de cargas delicadas y caras contra sobretensiones de la fuente de alimentación.

❑ Diseño básico

En la Figura 15-13 se observa una fuente de alimentación positiva de valor V_{CC} que alimenta una carga protegida. La carga se protege por medio del diodo zener, la resistencia y el SCR. En condiciones normales, V_{CC} es inferior a la tensión de ruptura del diodo zener. En este caso, no hay tensión a través de R y el SCR permanece abierto. La carga recibe una tensión de V_{CC} y no se tiene ningún problema.

Suponga ahora que la tensión de la fuente se incrementa por alguna razón. Cuando V_{CC} es demasiado grande, el diodo zener conduce y aparece una tensión a través de R. Si esta tensión es mayor que la tensión de disparo del SCR (generalmente 0,7 V), el SCR se cebará y conducirá fuertemente. La acción es similar a cortocircuitar los terminales de carga. Debido a que el SCR entra en conducción muy rápido (1 µs para el 2N4441), la carga se

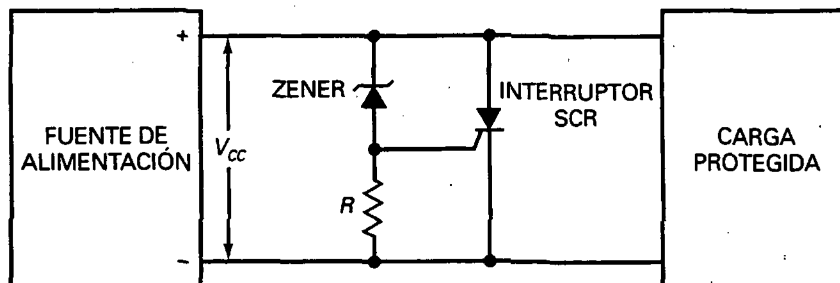


Figura 15-13. Circuito de protección con SCR.

protege rápidamente contra daños ocasionados por una gran sobretensión. La sobretensión que dispara el SCR es:

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} \tag{15-3}$$

Esta forma de protección, aunque es muy drástica, es necesaria con muchos circuitos integrados digitales, que no pueden tener sobretensiones. Por consiguiente, antes de que se destruyan circuitos integrados caros, podemos utilizar un *interruptor SCR* para cortocircuitar los terminales de carga a la primera señal de sobretensión. Las fuentes de alimentación con interruptor SCR necesitan un fusible o un *limitador de corriente* (que se explica más adelante) para evitar daños en la fuente de alimentación.

❑ Más ganancia de tensión

El interruptor SCR de la Figura 15-13 es un circuito básico que se puede modificar y mejorar. Tal y como aparece en la figura, es adecuado para muchas aplicaciones. Pero adolece de un *encendido suave* porque el codo de la tensión de ruptura del zener es curvado en lugar de en ángulo. Cuando se tiene en cuenta la tolerancia en las tensiones zener, el encendido suave puede resultar en una tensión de alimentación peligrosamente alta antes de que el SCR se dispare.

Una forma de solventar el encendido suave consiste en aumentar la ganancia de tensión, como se muestra en la Figura 15-14. Normalmente el transistor está en corte, pero cuando la tensión de salida crece, el transistor puede pasar a conducir y produce una gran tensión en R_4. Como el transistor produce una ganancia de tensión aproximada de R_4/R_3, una pequeña sobretensión puede disparar el SCR.

Nótese que se está usando un diodo normal, no un diodo zener. Este diodo compensa las variaciones debidas a la temperatura del diodo base-emisor. El *ajuste de disparo* nos permite establecer el punto de disparo del circuito, típicamente un 10 o 15 por 100 por encima de la tensión normal.

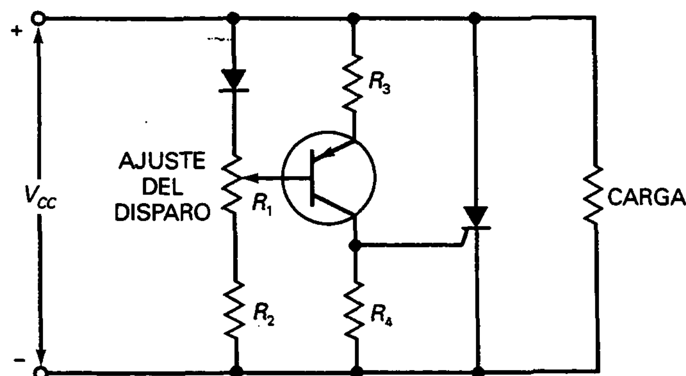


Figura 15-14. Añadiendo la ganancia de un transistor al interruptor SCR.

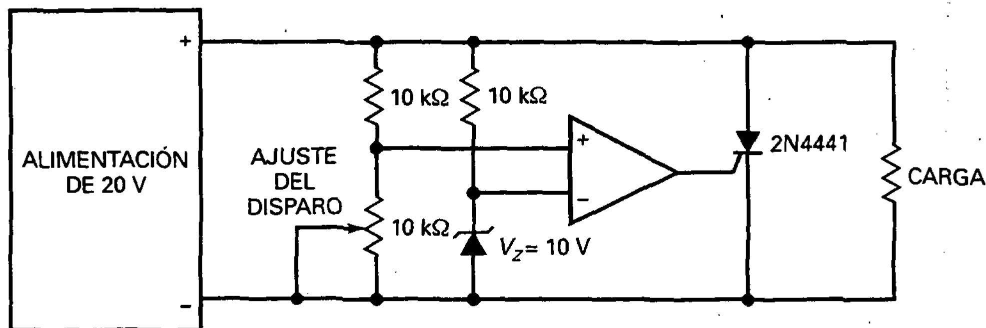


Figura 15-15. Añadiendo un amplificador en CI al interruptor SCR.

❑ Ganancia de tensión mediante CI

La Figura 15-15 muestra una solución mejor. La caja triangular es un amplificador en CI denominado un *comparador* (que se explicará en capítulos posteriores). Este amplificador tiene una entrada no inversora (+) y una entrada inversora (–). Cuando la entrada no inversora es mayor que la entrada inversora, la salida es positiva. Cuando la entrada inversa es mayor que la entrada directa, la salida es negativa.

El amplificador tiene una ganancia de tensión muy grande, normalmente 100.000 o más. A causa de esta gran ganancia de tensión, el circuito puede detectar la más ligera sobretensión. El diodo zener produce 10 V, que van a la entrada negativa del amplificador. Cuando la tensión de alimentación es 20 V (salida normal), el disparo se ajusta para producir ligeramente menos de 10 V en la entrada positiva. Como la entrada negativa es mayor que la positiva, la salida del amplificador es negativa y el SCR permanece abierto.

Si la tensión de alimentación crece por encima de 20 V, la entrada positiva del amplificador se hace mayor que 10 V. Entonces, la salida del amplificador se hace positiva y el SCR se dispara. Esto corta rápidamente la alimentación de los terminales de la carga mediante el cierre del interruptor SCR.

❑ Interruptor SCR integrado

La solución más simple es usar un interruptor SCR integrado, como se muestra en la Figura 15-16. Éste es un circuito integrado con un diodo zener, transistores y un SCR. La serie RCA SK9345 de interruptores SCR integrados es un ejemplo de lo que hay disponible en el mercado. El SK9345 protege fuentes de alimentación de +5 V, el SK9346 protege +12 V y el SK9347 protege +15 V.

Si se usa un SK9345 en la Figura 15-16, protegerá la carga con una tensión de alimentación de +5 V. La hoja de características de un SK9345 indica que se dispara a +6,6 V con una tolerancia de ± 0,2 V. Esto significa que se dispara entre 6,4 y 6,8 V. Como 7 V es el límite máximo de muchos CI digitales, el SK9345 protege la carga para todas las condiciones de funcionamiento.

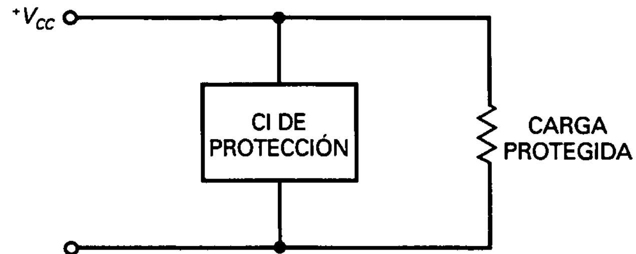


Figura 15-16. CI de protección SCR.

EJEMPLO 15-6

Calcule la tensión de alimentación que cierra el interruptor SCR de la Figura 15-17.

SOLUCIÓN

El 1N752 tiene una tensión de ruptura de 5,6 V y el 2N4441 tiene una tensión de disparo de 0,75 V. Usando la Ecuación (15-3):

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} = 5{,}6\ \text{V} + 0{,}75\ \text{V} = 6{,}35\ \text{V}$$

Cuando la tensión de alimentación crece hasta este nivel, el SCR se dispara.

El circuito básico de la figura está bien si la aplicación no es muy crítica sobre la exactitud de la tensión de alimentación a la que el SCR se cierra. Por ejemplo, el 1N752 tiene una tolerancia de ± 10 por 100, lo que significa que la tensión de ruptura puede variar entre 5,04 y 6,16 V. Además, la tensión de disparo de un 2N4441 tiene un máximo para el peor caso de 1,5 V, con lo que la sobretensión puede subir hasta

$$V_{CC} = 6{,}16\ \text{V} + 1{,}5\ \text{V} = 7{,}66\ \text{V}$$

Como muchos CI digitales tienen limitaciones máximas de 7 V, el interruptor SCR simple de la Figura 15-17 no se puede usar para protegerlos.

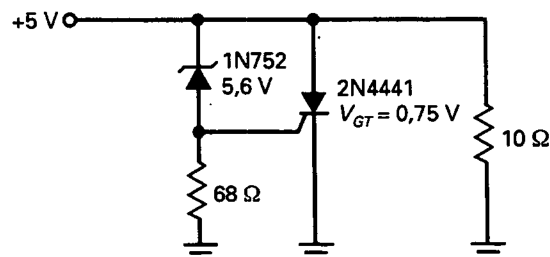


Figura 15-17. Ejemplo.

15-4. CONTROL DE FASE MEDIANTE UN SCR

La Tabla 15-1 muestra algunos SCR que hay disponibles en el mercado. Las tensiones de disparo varían entre 0,8 y 2 V, y las corrientes de disparo entre 200 μA y 50 mA. Nótese también que las corrientes de ánodo varían de 1,5 a 70 A. Dispositivos como éste pueden controlar cargas industriales elevadas utilizando el control de fase.

❑ Un circuito *RC* controla el ángulo de fase

La Figura 15-18*a* presenta una tensión de red aplicada a un circuito SCR que controla la corriente a través de una elevada carga. En este circuito, la resistencia variable R_1 y el condensador *C* modifican el ángulo de fase en la señal de puerta. Cuando R_1 es cero, la tensión de puerta está en fase con la tensión de red y el SCR actúa como un rectificador de media onda. R_2 limita la corriente de puerta a un valor seguro.

Sin embargo, cuando R_1 crece, la tensión de puerta está atrasada con respecto a la tensión de red en un ángulo entre 0 y 90°, como se muestra en las Figuras 15-18*b* y 15-18*c*. Antes del punto de disparo mostrado en la Figura 15-18*c*, el SCR está abierto y la corriente por la carga es cero. En el punto de disparo la tensión en el condensador es suficientemente grande como para disparar el SCR. Cuando sucede esto, casi toda la tensión de red aparece en los terminales de la carga y la corriente por la carga se hace elevada. Una vez cebado, el SCR continúa conduciendo hasta que la tensión de red cambie de polaridad.

La parte sombreada de cada semiciclo en la Figura 15-18*b* muestra el momento en que el SCR conduce. Debido a que R_1 es variable, el ángulo de fase de la tensión de puerta se puede variar. Esto permite controlar las partes sombreadas de la tensión de red. En otras palabras, podemos controlar el valor medio de la corriente a través de la carga. Un control como éste es muy útil para cambiar la velocidad de un motor, el brillo de una lámpara o la temperatura de un horno de inducción.

El controlador de fase *RC* de la Figura 15-18*a* es una forma básica de controlar la corriente media por la carga. El margen de corriente controlable es limitado porque el ángulo de fase sólo puede variar entre 0 y 90°. Usando amplificadores operacionales y otros circuitos *RC* más complejos, se puede cambiar el ángulo de fase entre 0 y 180°, lo que permite variar la corriente media desde cero hasta su valor máximo.

Tabla 15-1. Ejemplos de SCR

Dispositivo	V_{GT} (V)	I_{GT}	$I_{máx}$ (A)	$V_{(máx)}$ (V)
TCR22-2	0,8	200 μA	1,5	50
T106B1	0,8	200 μA	4	200
S4020L	1,5	15 mA	10	400
S6025L	1,5	39 mA	25	600
S1070W	2	50 mA	70	100

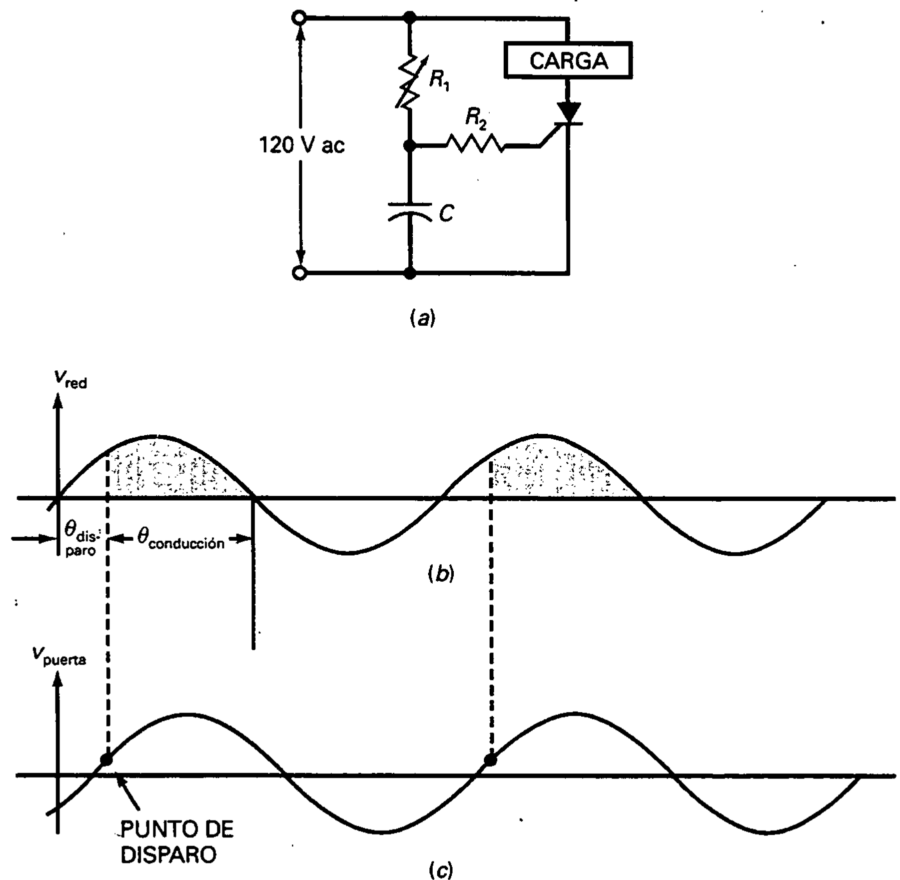


Figura 15-18. Control de fase mediante SCR.

Una indicación más: el ángulo al que se dispara el SCR se denomina *ángulo de disparo,* simbolizado como $\theta_{disparo}$ en la Figura 15-18*b*. El ángulo entre el inicio y fin de la conducción se denomina *ángulo de conducción*, mostrado como $\theta_{conducción}$. El controlador de fase *RC* de la Figura 15-18*a* puede cambiar el ángulo de disparo entre 0 y 90°, lo que significa que el ángulo de conducción cambia desde 180 hasta 90°.

❑ Velocidad crítica de crecimiento de la tensión

Cuando se usa tensión alterna para alimentar el ánodo de un SCR es posible tener un disparo falso. Debido a las capacidades internas de un SCR, los cambios rápidos de la tensión de alimentación pueden disparar el SCR. Para evitar falsos disparos de un SCR, el régimen de cambio de la tensión del ánodo no debe exceder *la velocidad crítica de crecimiento de la tensión* señalada en la hoja de características. Por ejemplo, un 2N4441 tiene una velocidad crítica de crecimiento de la tensión de 50 V/μs. Para evitar un disparo falso, la tensión del ánodo no debe crecer más rápidamente de 50 V/μs.

Los transitorios de conmutación de la fuente de alimentación son la causa principal de que se rebase la velocidad de crecimiento de la tensión crítica. Una forma de reducir sus efectos es utilizar un circuito amortiguador *RC*, el cual se muestra en la Figura 15-19*a*. Si un transitorio de conmutación de alta velocidad aparece en la fuente de alimentación, su régimen de crecimiento se reduce en el ánodo debido a la constante de tiempo *RC*.

Los rectificadores controlados de silicio mayores también tienen una *velocidad crítica de crecimiento de la corriente*. Por ejemplo, para el C701 es de 150 A/μs . Si la corriente del ánodo trata de aumentar más rápidamente, el SCR se puede destruir. Al incluir una bobina en serie con la carga, como se observa en la Figura 15-19*b*, se reduce el régimen de crecimiento de la corriente a un valor seguro.

15-5. TIRISTORES BIDIRECCIONALES

Los dos dispositivos explicados, el diodo de cuatro capas y el SCR, son unidireccionales porque la corriente sólo puede circular en un sentido. El *diac* y el *triac* son *tiristores bidireccionales*. Estos dispositivos pueden conducir en cualquier dirección. El diac se conoce a veces como *SBS* (del inglés: *Silicon Bidirectional Switch*).

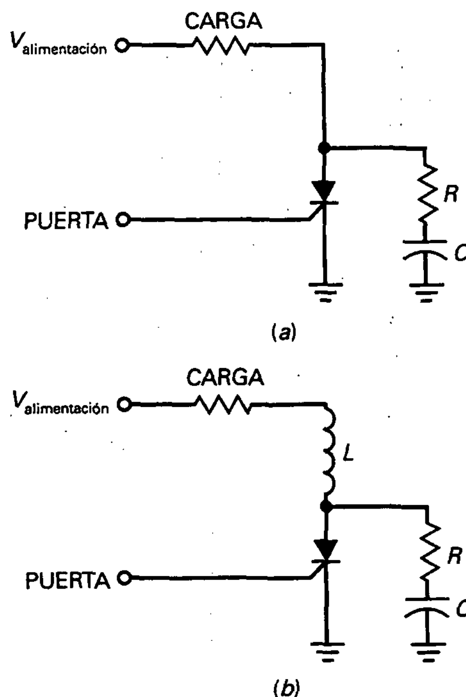


Figura 15-19. *a*) El amortiguador *RC* protege al SCR contra los incrementos repentinos de tensión; *b*) la bobina protege al SCR contra los aumentos repentinos de corriente.

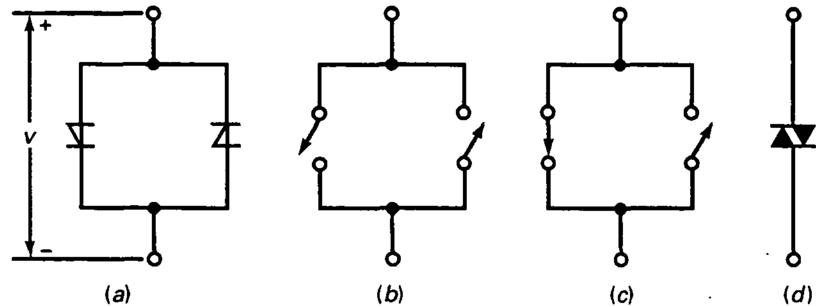


Figura 15-20. Diac.

❑ Diac

El diac puede tener corriente en cualquier dirección. El circuito equivalente de un diac es un par de diodos de cuatro capas en paralelo, como se observa en la Figura 15-20*a*, idealmente iguales a los latchs de la Figura 15-20*b*. El diac no conduce hasta que la tensión en sus extremos intenta exceder la tensión de cebado en cualquier dirección.

Por ejemplo, si v tiene la polaridad indicada en la Figura 15-20*a*, entonces el diodo izquierdo conduce cuando v supera la tensión de cebado. En este caso, el latch de la izquierda se cierra, como se muestra en la Figura 15-20*c*. Cuando la polaridad de v es opuesta, el latch de la derecha se cierra. La Figura 15-20*d* representa el símbolo eléctrico de un diac.

❑ El triac

El triac actúa como dos rectificadores controlados de silicio en paralelo e invertidos (Fig. 15-21*a*); este dispositivo es equivalente a dos latchs (Figura 15-21*b*). Por ello, el triac puede controlar la corriente en cualquier dirección. Si v tiene la polaridad que se observa en la Figura 15-21*a*, tenemos que aplicar un disparo positivo, cerrando el latch izquierdo. Cuando v tiene la

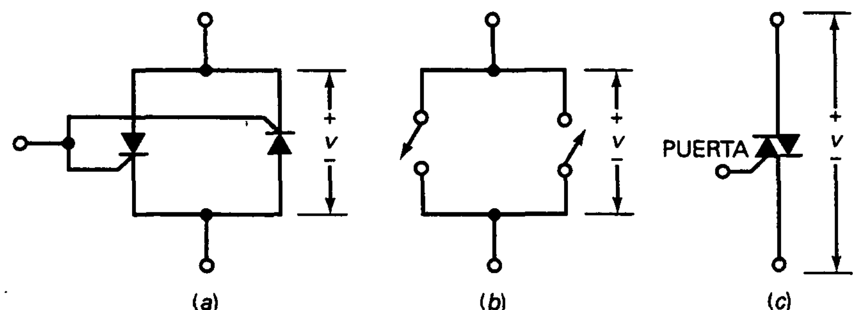


Figura 15-21. Triac.

polaridad opuesta, se necesita un disparo negativo, cerrando el latch de la derecha. La Figura 15-21c es el símbolo eléctrico para un triac.

La Tabla 5-2 muestra algunos triacs disponibles comercialmente. A causa de su estructura interna, los triacs tienen tensiones y corrientes de disparo mayores que los SCR comparables. Como se puede observar, las tensiones de disparo de la Tabla 5-2 van de 2 a 2,5 V y las corrientes de disparo de 10 a 50 mA. Las máximas corrientes de ánodo van de 1 a 15 A.

❑ Control de fase

La Figura 15-22*a* muestra un circuito *RC* que varía el ángulo de fase de la tensión de puerta a un triac. El circuito puede controlar la corriente a través de una carga elevada. Las Figuras 15-22*b* y *c* indican la tensión de red y la tensión de puerta retrasada. Cuando la tensión del condensador es suficientemente grande para proporcionar la corriente de disparo, el triac conduce. Una vez en ese estado, el triac continúa conduciendo hasta que la tensión de red vuelve a cero.

Aunque los triacs pueden manejar grandes corrientes, no son del mismo tipo que los SCR, que tienen limitaciones de corriente mucho mayores. Sin embargo, cuando es importante la conducción en ambos ciclos, los triacs se convierten en dispositivos útiles, sobre todo en aplicaciones industriales.

❑ Interruptor triac

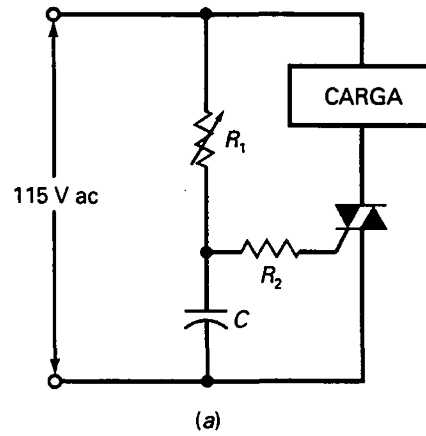
La Figura 15-23 muestra un interruptor triac que se puede utilizar para proteger equipos contra tensiones de red excesivas. Si la tensión de red crece mucho, el diac se ceba y dispara el triac. Cuando el triac se dispara, funde el fusible. Un potenciómetro R_2 permite establecer el punto de disparo.

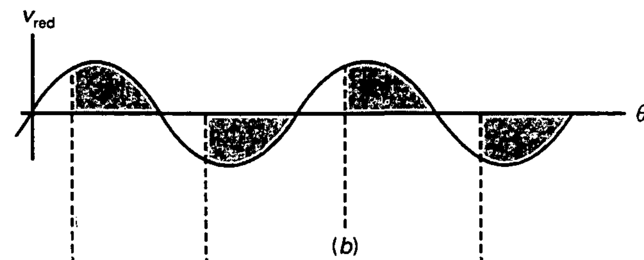
EJEMPLO 15-7

En la Figura 15-24, el interruptor está cerrado. Si el triac se ha disparado, ¿cuál es aproximadamente la corriente que circula por la resistencia de 22 Ω?

Tabla 15-2. Ejemplos de triac

Dispositivo	V_{GT} (V)	I_{GT} (mA)	$I_{máx}$ (A)	$V_{(máx)}$ (V)
Q201E3	2	10	1	200
Q4004L4	2,5	25	4	400
Q5010R5	2,5	50	10	500
Q6015R5	2,5	50	15	600





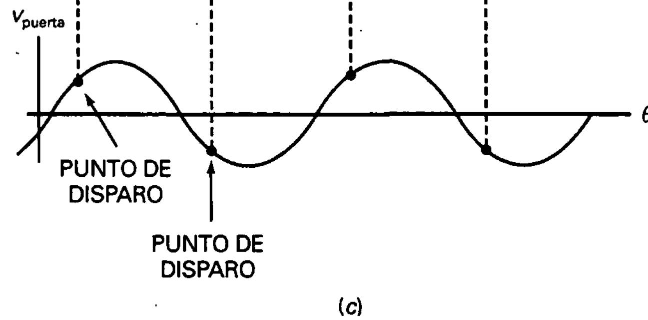


Figura 15-22. Control de fase mediante un triac.

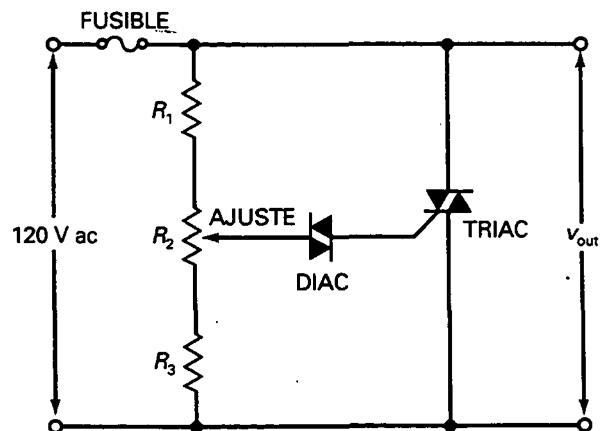


Figura 15-23. Interruptor triac.

SOLUCIÓN

En el caso ideal, el triac tiene 0 V a través de él cuando conduce. Por consiguiente, la corriente que circula por los 22 Ω es:

$$I = \frac{75\ \text{V}}{22\ \Omega} = 3{,}41\ \text{A}$$

Incluso si el triac tiene 1 o 2 V a través de él, la corriente que circula por los 22 Ω es muy cercana a 3,41 A debido a la elevada tensión de alimentación que oculta el efecto del triac en la tensión.

EJEMPLO 15-8

En la Figura 15-24, el interruptor está cerrado. El MPT32 es un diac representado con un símbolo alternativo con una tensión de cebado de 32 V. Si el triac tiene una tensión de disparo de 1 V y una corriente de disparo de 10 mA, ¿cuál es la tensión del condensador que dispara el triac?

SOLUCIÓN

Al cargarse el condensador, la tensión en el diac aumenta. Cuando esta tensión es ligeramente inferior a 32 V, el diac está al borde del cebado. Puesto que el triac tiene una tensión de disparo de 1 V, la tensión del condensador tiene que ser:

$$V_{in} = 32\ \text{V} + 1\ \text{V} = 33\ \text{V}$$

Esta es la tensión del condensador que ceba el diac y dispara el triac.

15-6. OTROS TIRISTORES

El SCR y el triac son los tiristores más importantes, pero hay otros que merecen ser considerados. Algunos de estos tiristores, como el foto-SCR, todavía se usan en aplicaciones especiales. Otros, como el UJT, fueron po-

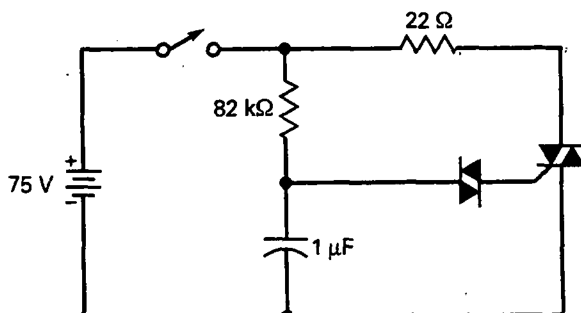


Figura 15-24. Ejemplo.

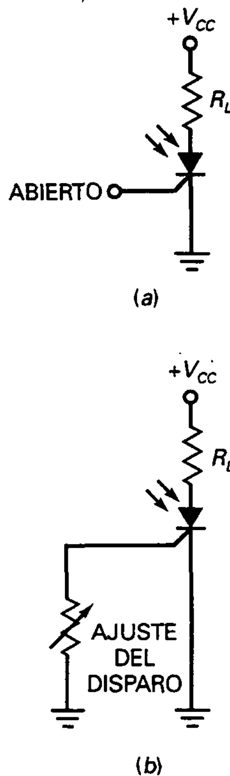


Figura 15-25. Foto-SCR.

pulares durante algún tiempo pero han sido sustituidos mayoritariamente por amplificadores operacionales y temporizadores en CI.

❑ Foto-SCR

En la Figura 15-25*a* se observa un *foto-SCR*, que también se conoce como *SCR activado por luz* (LASCR, del inglés *Light-Activated SCR*). Las flechas representan la luz incidente que pasa a través de una ventana y alcanza las capas de deplexión. Cuando la luz es lo suficientemente intensa, los electrones de valencia son desligados de sus órbitas y se convierten en electrones libres. Cuando estos electrones libres circulan del colector de un transistor a la base del otro, se inicia la realimentación positiva y el foto-SCR se cierra.

Después de que la luz de disparo ha cerrado el foto-SCR, éste permanece cerrado aunque desaparezca la luz. Para una sensibilidad máxima a la luz, la puerta se deja abierta, como se ve en la Figura 15-25*a*. Si se quiere un punto de conmutación ajustable, se puede incluir el ajuste de disparo que muestra la Figura 15-25*b*. La resistencia de la puerta desvía algunos de los electrones producidos por la luz y modifica la sensibilidad del circuito a la luz incidente.

❑ Interruptor controlado por puerta

Como se mencionó antes, el bloqueo por disminución de corriente es la forma normal de desactivar un SCR. Pero el interruptor controlado por puerta (GCS, del inglés *Gate-Controlled Switch*) se diseña para abrirse fácilmente con un disparo de polarización inversa. Un GCS se cierra mediante un disparo positivo y se abre por un disparo negativo.

La Figura 15-26 presenta un circuito GCS. Cada disparo positivo cierra el GCS y cada disparo negativo lo abre. Por este motivo, tenemos la onda cuadrada en la salida que se muestra. El GCS es muy útil en contadores, circuitos digitales y otras aplicaciones en las cuales un disparo negativo está disponible para bloquearlo.

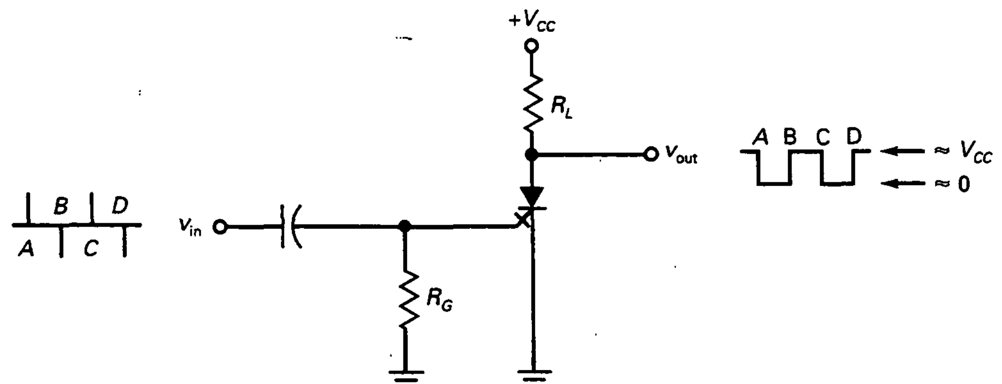


Figura 15-26. Interruptor controlado por puerta.

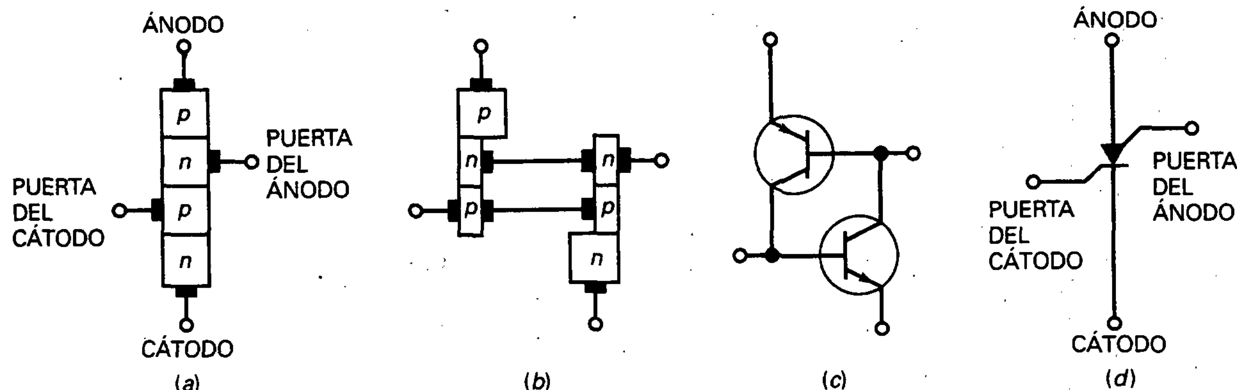


Figura 15-27. Interruptor controlado de silicio.

❏ Interruptor controlado de silicio

La Figura 15-27*a* muestra las zonas dopadas de un interruptor controlado de silicio (SCS, del inglés *Silicon Controlled Switch*). Ahora un terminal externo se conecta a cada zona dopada. Imaginemos el dispositivo separado en dos secciones (Fig. 15-27*b*). Resulta equivalente a un latch con acceso a ambas bases (Fig. 15-27*c*). Un disparo de polarización directa en cualquiera de las bases cerrará el SCS. De la misma manera, un disparo de polarización inversa en cualquiera de las bases abrirá el dispositivo.

En la Figura 15-27*d* se observa el símbolo eléctrico de un SCS. La puerta inferior se denomina *puerta del cátodo* y la puerta superior es la *puerta del ánodo*. El SCS es un dispositivo de baja potencia si se compara con el SCR, ya que maneja corrientes del orden de miliamperios en lugar de amperios.

❏ Transistor uniunión

El *transistor uniunión* (UJT, del inglés *Unijunction Transistor*) tiene dos zonas de dopaje, como se muestra en la Figura 15-28*a*. Cuando la tensión de entrada es cero, el dispositivo no conduce. Si se incrementa la tensión de entrada por encima de la *tensión de mantenimiento* (dada por la hoja de características), la resistencia entre la zona *p* y la zona *n* inferior se hace muy pequeña, como se ve en la Figura 15-28*b*. La Figura 15-28*c* es el símbolo eléctrico de un UJT.

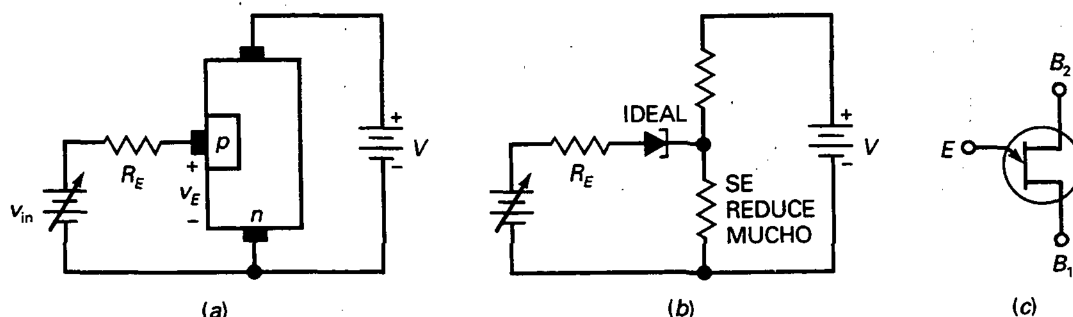


Figura 15-28. Transistor uniunión.

El UJT fue popular durante un tiempo para hacer osciladores, temporizadores y otros circuitos. Pero como se mencionó al principio, los amplificadores operacionales y los temporizadores en CI (como el 555) han reemplazado al UJT en muchas aplicaciones.

15-7. DETECCIÓN DE AVERÍAS

Cuando se revisa un circuito para encontrar las resistencias, diodos, transistores, etc., defectuosos, se están detectando fallos a nivel de componentes. Los ejercicios para detección de averías de los capítulos anteriores proporcionan práctica en el sondeo de problemas a nivel de componentes. La detección de averías a este nivel es una base excelente para buscar averías a niveles mayores, porque enseña a pensar lógicamente empleando la ley de Ohm como guía. A continuación se practicará la detección de averías a *nivel de sistemas,* lo que implica pensar en términos de *bloques funcionales*, que son los elementos más pequeños con que han sido realizadas las diferentes partes de un circuito.

Para tener una idea de este nivel más avanzado de la detección de averías, véase el detector de averías de la Figura 15-36 (al final de los problemas).

En él se observa un diagrama de bloques de una fuente de alimentación con un «interruptor SCR». La fuente de alimentación se ha dibujado según sus bloques funcionales. Si se miden las tensiones en diferentes puntos, frecuentemente se puede aislar el fallo de un bloque particular, pudiéndose continuar, entonces, la búsqueda de un fallo a nivel de componentes si es necesario.

Frecuentemente, el manual de instrucciones de un fabricante incluye el diagrama de bloques del equipo, donde se especifica la función de cada uno. Por ejemplo, un receptor de televisión se puede dibujar mediante sus bloques funcionales. Una vez que se sabe qué señales de entrada y de salida debe haber en cada bloque, se pueden buscar las averías en el receptor de televisión para aislar el bloque defectuoso. Después de aislarlo, es posible reemplazar todo el bloque o continuar con la detección de averías a nivel de componentes.

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 15-1. El diodo de cuatro capas

Un tiristor es un dispositivo semiconductor que usa realimentación positiva interna para producir la acción de un latch. El diodo de cuatro capas, también denominado diodo Schockley, es el tiristor más sencillo. El tiristor se cierra (conduce) mediante el cebado y se abre (deja de conducir) con el bloqueo por disminución de corriente.

Sección 15-2. El rectificador controlado de silicio

El rectificador controlado de silicio (SCR) es el tiristor más utilizado. Puede conmutar grandes corrientes.

Para activarlo hay que aplicar una tensión y corriente de disparo mínimas. Para desactivarlo hay que reducir la tensión del ánodo casi a cero.

Sección 15-3. El SCR como interruptor

Una aplicación importante de los rectificadores controlados de silicio es la protección de cargas caras y delicadas contra las sobretensiones de las fuentes de alimentación. Con un interruptor SCR se necesita un fusible o un circuito de limitación de corriente para prevenir que una corriente excesiva dañe la fuente de alimentación.

Sección 15-4. Control de fase mediante un SCR

Un circuito *RC* puede variar el ángulo de retraso de la tensión de puerta desde 0 hasta 90°. Esto permite controlar la corriente media por la carga. Usando circuitos de control de fase más avanzados se puede variar el ángulo de fase entre 0 y 180° y tener así un mayor control sobre la corriente media por la carga.

Sección 15-5. Tiristores bidireccionales

El diac puede establecer corriente en cualquier dirección. Permanece abierto hasta que la tensión a través de él excede la tensión de cebado. El triac es un dispositivo controlado por puerta similar a un SCR. Junto con un controlador de fase, un triac proporciona un control sobre toda la fase de la corriente media por la carga.

Sección 15-6. Otros tiristores

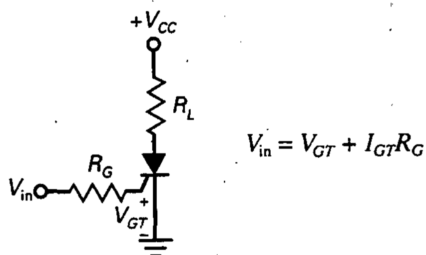
El foto-SCR conduce cuando la luz entrante es suficientemente fuerte. El interruptor controlado por puerta está diseñado para cerrarse con un disparo positivo y abrirse con uno negativo. El interruptor controlado de silicio tiene dos puertas de disparo de entrada, y cualquiera de ellas puede cerrar o abrir el dispositivo. El transistor uniunión se ha utilizado para hacer osciladores y circuitos temporizadores.

Sección 15-7. Detección de averías

Cuando se revisa un circuito para encontrar problemas en resistencias, diodos, transistores, etc., se está trabajando a nivel de componentes. Cuando se revisa para encontrar un bloque funcional defectuoso, se está trabajando a nivel de sistemas.

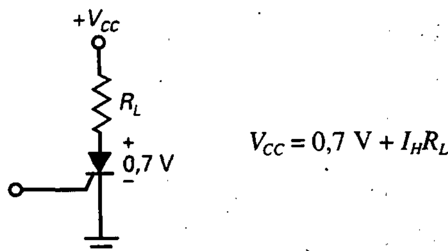
DERIVACIONES

(15-1) Activación del SCR:



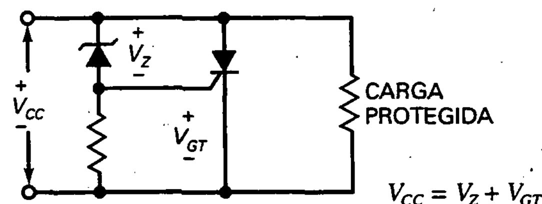
$$V_{in} = V_{GT} + I_{GT}R_G$$

(15-2) Reapertura del SCR:



$$V_{CC} = 0{,}7\text{ V} + I_H R_L$$

(15-3) Sobretensión:



$$V_{CC} = V_Z + V_{GT}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Un tiristor se puede usar como
   a) Una resistencia
   b) Un amplificador
   c) Un interruptor
   d) Una fuente de alimentación
2. La alimentación positiva significa que la señal de retorno
   a) Se opone al cambio original
   b) Se suma al cambio original
   c) Es equivalente a la realimentación negativa
   d) Es amplificada
3. Un latch siempre usa
   a) Transistores
   b) Realimentación negativa
   c) Corriente
   d) Realimentación positiva

4. Para activar un diodo de cuatro capas se necesita
   a) Un disparo positivo
   b) Bloqueo por disminución de corriente
   c) Cebado
   d) Un disparo de polarización inversa
5. La corriente mínima de entrada que puede activar un tiristor se llama
   a) Corriente de mantenimiento
   b) Corriente de disparo
   c) Corriente de cebado
   d) Bloqueo por disminución de corriente
6. La única forma de detener un diodo de cuatro capas que está conduciendo es mediante
   a) Un disparo positivo
   b) Bloqueo por disminución de corriente
   e) Cebado
   d) Disparo con polarización inversa
7. La corriente mínima de ánodo que mantiene un tiristor en conducción se llama
   a) Corriente de mantenimiento
   b) Corriente de disparo
   c) Corriente de cebado
   d) Bloqueo por disminución de corriente
8. Un rectificador controlado de silicio tiene
   a) Dos conexiones externas
   b) Tres conexiones externas
   c) Cuatro conexiones externas
   d) Tres zonas dopadas
9. Un SCR por lo general se abre mediante
   a) Cebado
   b) Un disparo en la puerta
   c) Ruptura
   d) La corriente de mantenimiento
10. Los rectificadores controlados de silicio son
    a) Dispositivos de baja potencia
    b) Diodos de cuatro capas
    c) Dispositivos de elevada corriente
    d) Bidireccionales
11. La forma normal de proteger una carga de la tensión de alimentación excesiva es con
    a) Un SCR como circuito de protección
    b) Un diodo zener
    c) Un diodo de cuatro capas
    d) Un tiristor
12. Un circuito amortiguador *RC* protege un SCR contra
    a) Sobretensiones de la fuente de alimentación
    b) Falsos disparos
    c) Cebado
    d) Cortocircuitos
13. Cuando un interruptor SCR se utiliza con una fuente de alimentación, ésta necesita tener un fusible o
    a) Un disparo de corriente adecuada
    b) Una corriente de mantenimiento
    c) Un filtrado
    d) Una limitación de corriente
14. El LASCR responde a
    a) La corriente — c) La humedad
    b) La tensión — d) La luz
15. El diac es un
    a) Transistor
    b) Dispositivo unidireccional
    c) Dispositivo de cuatro capas
    d) Dispositivo bidireccional
16. El triac es equivalente a
    a) Un diodo de cuatro capas
    b) Dos dispositivos diac en paralelo
    c) Un tiristor con una conexión en la puerta
    d) Dos dispositivos SCR en paralelo
17. El transistor uniunión actúa como un
    a) Diodo de cuatro capas
    b) Diac
    c) Triac
    d) Latch
18. Cualquier tiristor se puede activar con
    a) El cebado
    b) Un disparo de polarización directa
    c) Bloqueo por disminución de corriente
    d) Un disparo de polarización inversa
19. Un diodo Schockley es lo mismo que
    a) Un diodo de cuatro capas
    b) Un SCR
    c) Un diac
    d) Un triac
20. La tensión de disparo de un SCR es cercana a
    a) 0 V — c) 4 V
    b) 0,7 V — d) La tensión de cebado
21. Cualquier tiristor puede desconectarse mediante
    a) El cebado
    b) Un disparo de polarización directa
    c) Bloqueo por disminución de corriente
    d) Un disparo de polarización inversa
22. Al exceder la velocidad de crecimiento de la tensión crítica se produce
    a) Excesiva disipación de potencia
    b) Falsos disparos
    c) Bloqueo por disminución de corriente
    d) Disparo de polarización inversa
23. Un diodo de cuatro capas se denomina algunas veces
    a) Transistor uniunión
    b) Diac
    c) Diodo *pnpn*
    d) Interruptor
24. Un latch está basado en
    a) Realimentación negativa
    b) Realimentación positiva
    c) El diodo de cuatro capas
    d) La acción SCR

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un latch de dos transistores. Después explíqueme cómo la realimentación positiva puede llevar a los transistores a saturación y al corte.
2. Dibuje un interruptor SCR básico. ¿Cuál es la teoría de funcionamiento de este circuito? En otras palabras, dígame todos los detalles de cómo funciona.
3. Dibuje un circuito de control de fase mediante un SCR. Incluya las formas de onda para la tensión de red y la tensión de puerta. Después explique la teoría de funcionamiento.
4. En los circuitos de tiristores, ¿cuál es el propósito de las redes de amortiguación?
5. ¿Cómo podría emplear un SCR en un circuito de alarma? ¿Por qué se podría preferir este dispositivo a uno que usa un transistor disparador? Dibuje un esquema simple.
6. En el campo de la electrónica, ¿dónde podría encontrar un técnico un tiristor en funcionamiento?
7. Compare un BJT de potencia, un FET de potencia y un SCR para su uso en amplificación de alta potencia.
8. Explique las diferencias de funcionamiento entre el diodo Schockley y un SCR.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 15-1. El diodo de cuatro capas

15-1. El 1N5160 de la figura 15-29*a* está conduciendo. Si permitimos 0,7 V a través del diodo en el punto de bloqueo, ¿cuál es el valor de V cuando el diodo se abre?

15-2. El condensador de la Figura 15-29*b* se carga desde 0,7 a 12 V, causando el cebado del diodo de cuatro capas. ¿Cuál es la corriente a través de la resistencia de 5 kΩ justo antes de que el diodo se ceba? ¿Y la corriente a través de resistencia de 5 kΩ cuando el diodo está conduciendo?

15-3. ¿Cuál es la constante de tiempo de carga en la Figura 15-29*b*? El período del diente de sierra es igual a la constante de tiempo. ¿Cuánto vale la frecuencia?

15-4. Si la tensión de cebado de la Figura 15-29*a* cambia a 20 V y la corriente de mantenimiento cambia a 3 mA, ¿cuál es la tensión V que activa el diodo? ¿Cuál es la tensión que lo desactiva?

15-5. Si la tensión de alimentación se cambia a 60 V en la Figura 15-29*b*, ¿cuál es la máxima tensión a través del condensador? ¿Cuál es la constante de tiempo si la resistencia se duplica y la capacidad se triplica?

Sección 15-2. El rectificador controlado de silicio

15-6. El SCR de la Figura 15-30 tiene $V_{GT} = 0{,}7$ V, $I_{GT} = 2$ mA e $I_H = 2$ mA. ¿Cuál es la tensión de salida cuando el SCR está abierto? ¿Cuál es la tensión de entrada que dispara el SCR? Si V_{CC} decrece hasta que el SCR se abre, ¿cuál es el valor de V_{CC}?

15-7. Todas las resistencias se duplican en la Figura 15-30. Si la corriente de disparo del SCR es 1,5 mA, ¿cuál es la tensión de entrada que dispara el SCR?

15-8. ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 15-31 si R se ajusta a 500 Ω?

15-9. Si el SCR de la Figura 15-30 tiene una tensión de disparo de 1,5 V, una corriente de disparo de 15 mA y una corriente de mantenimiento de 10 mA, ¿cuál es la tensión de entrada que dispara el SCR? ¿Cuál es la tensión de alimentación que restablece el SCR?

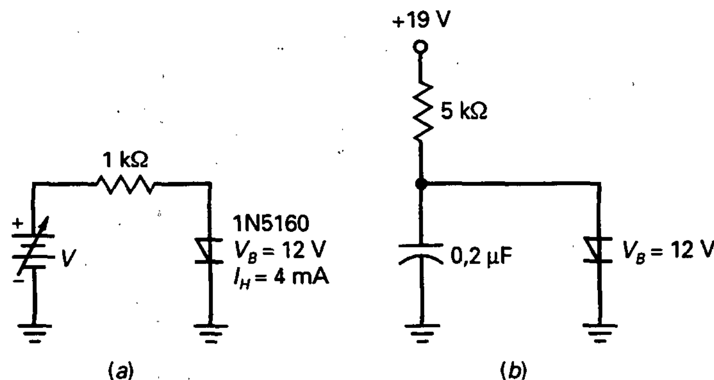


Figura 15-29

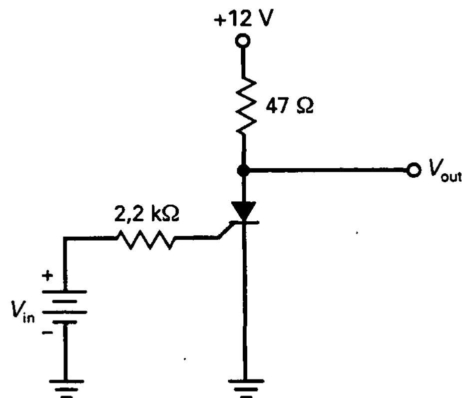


Figura 15-30

15-10. Si la resistencia se triplica en la Figura 15-30, ¿cuál es la tensión de entrada que dispara el SCR si $V_{GT} = 2$ V e $I_{GT} = 8$ mA?

15-11. En la Figura 15-31, R se ajusta a 750 Ω. ¿Cuál es la constante de tiempo de carga para el condensador? ¿Cuál es la resistencia Thevenin que ve la puerta?

Sección 15-3. El SCR como interruptor

15-12. Calcule la tensión de alimentación que dispara el interruptor de la Figura 15-32.

15-13. Si el diodo zener de la Figura 15-32 tiene una tolerancia de ± 10 por 100 y la tensión de disparo puede ser tan alta como 1,5 V, ¿cuál es la máxima tensión de alimentación para la cual la acción de protección se lleva a cabo?

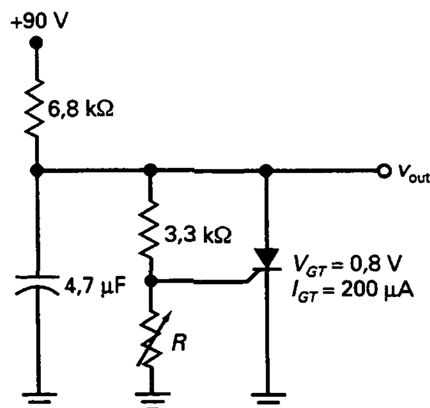


Figura 15-31

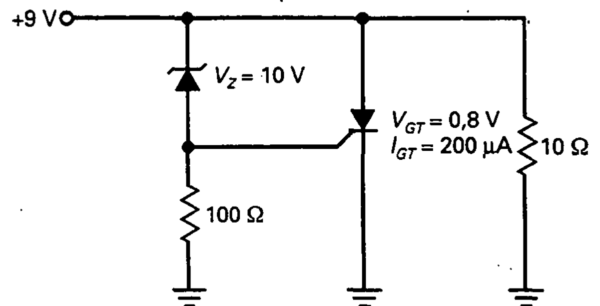


Figura 15-32

15-14. Si la tensión zener en la Figura 15-32 se cambia de 10 a 15 V, ¿cuál es la tensión que dispara el SCR?

15-15. El diodo zener de la Figura 15-32 se sustituye por un 1N759. ¿Cuál es la tensión de alimentación que dispara el interruptor SCR?

Sección 15-5. Tiristores bidireccionales

15-16. El diac de la Figura 15-33 tiene una tensión de cebado de 20 V y el triac tiene una V_{GT} de 2,5 V. ¿Cuál es la tensión del condensador que activa el triac?

15-17. ¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 15-33 cuando el triac está conduciendo?

15-18. Todas las resistencias se duplican y las capacidades se triplican en la Figura 15-33. Si el diac tiene una tensión de cebado de 28 V y el triac tiene una tensión de disparo de 2,5 V, ¿cuál es la tensión del condensador que dispara el triac?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

15-19. En la Figura 15-34*a* se muestra un indicador de sobretensión. ¿Cuál es la tensión que enciende la lámpara?

15-20. ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 15-34*b*?

15-21. Si el período del diente de sierra es el 20 por 100 de la constante del tiempo, ¿cuál es la frecuencia mínima en la Figura 15-34*b*? ¿Cuál es la frecuencia máxima?

15-22. El circuito de la Figura 15-35 está en una habitación oscura. ¿Cuál es la tensión de salida? Cuando se enciende una luz fuerte el tiristor se dispara. ¿Cuánto vale la tensión de salida aproximada? ¿Cuál es la corriente a través de los 100 Ω?

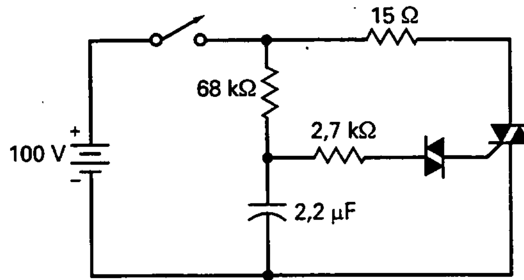


Figura 15-33

DETECTOR DE AVERÍAS

Utilice la Figura 15-36 para los problemas que quedan. Esta fuente de alimentación tiene un puente rectificador y un filtro capacitivo de entrada. En consecuencia, la tensión continua filtrada es aproximadamente igual a la tensión de pico del secundario. Todos los valores indicados están en voltios a menos que se indique otra cosa. También las tensiones medidas en los puntos *A*, *B* y *C* están en valores rms. Las tensiones medidas en los puntos *D*, *E* y *F* están dadas como tensiones continuas. En este ejercicio se detectan averías a nivel del sistema, lo que implica que se localiza el bloque más sospechoso para una prueba posterior. Por ejemplo, si la tensión en el punto *B* es correcta, pero incorrecta en el punto *C*, la respuesta debe ser «transformador».

15-23. Encuentre las averías 1 a 4.
15-24. Encuentre las averías 5 a 8.

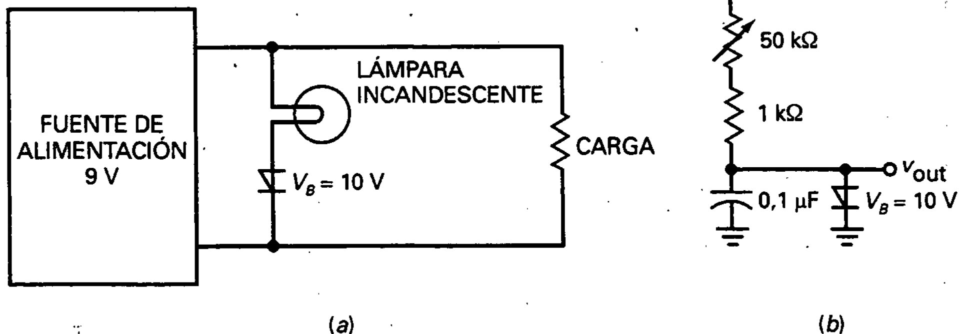


Figura 15-34

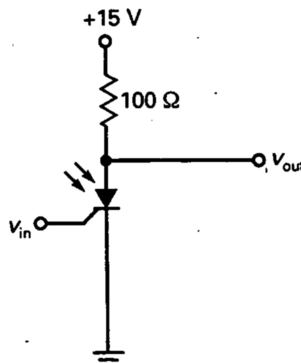
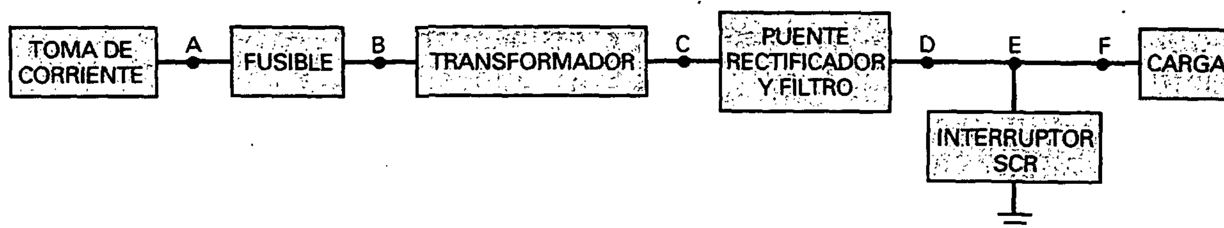


Figura 15-35



OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6
V_A : *E7*	V_A : *B3*	V_A : *F1*	V_A : *B3*	V_A : *C2*	V_A : *G2*	V_A : *C2*
V_B : *G5*	V_B : *A1*	V_B : *A6*	V_B : *D4*	V_B : *D2*	V_B : *E1*	V_B : *A1*
V_C : *A4*	V_C : *B5*	V_C : *D2*	V_C : *F3*	V_C : *F1*	V_C : *D3*	V_C : *A4*
V_D : *B7*	V_D : *G6*	V_D : *B6*	V_D : *G4*	V_D : *A6*	V_D : *F7*	V_D : *B6*
V_E : *F5*	V_E : *D2*	V_E : *F3*	V_E : *B6*	V_E : *B2*	V_E : *C6*	V_E : *D2*
V_F : *E3*	V_F : *E5*	V_F : *B2*	V_F : *D5*	V_F : *F1*	V_F : *D7*	V_F : *E5*
R_L : *D6*	R_L : *F2*	R_L : *A7*	R_L : *C5*	R_L : *D5*	R_L : *B1*	R_L : *F2*
SCR: *A5*	SCR: *D1*	SCR: *C7*	SCR: *A3*	SCR: *G1*	SCR: *C3*	SCR: *A5*

T7	T8
V_A : *G5*	V_A : *D4*
V_B : *C2*	V_B : *F1*
V_C : *E6*	V_C : *B6*
V_D : *B7*	V_D : *D2*
V_E : *G6*	V_E : *G7*
V_F : *F1*	V_F : *D5*
R_L : *D6*	R_L : *F2*
SCR: *E2*	SCR: *G1*

	1	2	3	4	5	6	7
A	115	18	Off	12,7	Off	0	100 Ω
B	100 Ω	0	115	On	12,7	0	18
C	18	115	Off	18	100 Ω	20,5	Off
D	Off	0	14,4	115	0	100 Ω	20,5
E	130	Off	18	100 Ω	0	12,7	115
F	0	100 Ω	0	0	18	115	20,5
G	Off	130	100 Ω	0	115	18	0

MEDIDAS

Figura 15-36. Detector de averías.

CAPÍTULO 16

Efectos de la frecuencia

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Calcular las ganancias de potencia y de tensión en decibelios y entender qué implica la condición de impedancia adaptada.
- ➤ Dibujar el diagrama de Bode para la magnitud y la fase.
- ➤ Utilizar el teorema de Miller para calcular las capacidades equivalentes en la entrada y en la salida de un circuito dado.
- ➤ Describir la relación entre tiempo de subida y ancho de banda.
- ➤ Explicar cómo los condensadores de acoplo y los condensadores de desacoplo de emisor producen las frecuencias de corte inferiores.
- ➤ Interpretar la forma en la que el condensador de desacoplo de colector y la capacidad de entrada de Miller producen las frecuencias de corte superiores.

VOCABULARIO

- amplificador de continua
- amplificador inversor
- amplificador operacional
- banda media del amplificador
- capacidad interna
- capacidad parásita de las conexiones
- condensador dominante
- condensador de realimentación
- dBm
- dBV
- década
- decibelio
- diagrama de Bode
- efecto Miller
- escala lineal
- frecuencia de codo
- frecuencia de corte
- frecuencia de ganancia unidad
- frecuencia de mitad de potencia
- frecuencia de quiebro
- ganancia de potencia en decibelios
- ganancia de tensión en decibelios
- oscilación
- red de retardo de fase
- relación tiempo de subida-ancho de banda
- respuesta en frecuencia
- teorema de Miller
- tiempo de subida

En capítulos anteriores se estudiaron amplificadores funcionando en su margen de frecuencias normal. Ahora se va a explicar cómo responde un amplificador cuando la frecuencia de entrada está fuera de su margen normal. Con los amplificadores de alterna, la ganancia de tensión decrece cuando la frecuencia de entrada es demasiado baja o excesivamente alta. Por otro lado, los amplificadores de continua tienen ganancia de tensión hasta la frecuencia cero. Sólo a altas frecuencias la ganancia de tensión decrece en estos amplificadores. Se pueden usar decibelios para describir la reducción de ganancia de tensión y un diagrama de Bode para representar la respuesta de un amplificador.

16-1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR

La *respuesta en frecuencia* de un amplificador es una representación de su ganancia en función de la frecuencia. En esta sección se explicará la respuesta en frecuencia de los amplificadores de alterna y de continua. Anteriormente se explicó el amplificador en EC con condensadores de acoplo y desacoplo. Éste es un ejemplo de *amplificador de alterna*, diseñado para amplificar señales alternas. También es posible diseñar un *amplificador de continua*, que puede amplificar tanto señales continuas como alternas.

❑ Respuesta de un amplificador de alterna

La Figura 16-1 representa la *respuesta en frecuencia* de un amplificador de alterna. En la región de frecuencias medias la ganancia de tensión es máxima. En este margen es donde suele funcionar un amplificador. En bajas frecuencias, la tensión de salida disminuye debido a que los condensadores de acoplo y de desacoplo ya no funcionan como cortocircuitos. En lugar de ello, sus reactancias capacitivas son suficientemente grandes como para hacer caer parte de la tensión de la señal alterna. El resultado es una pérdida de ganancia de tensión a medida que se aproxima a cero hercios (0 Hz).

En altas frecuencias la ganancia de tensión decrece por otras razones. Para empezar, un transistor tiene capacidades internas en sus uniones, como se representa en la Figura 16-1*b*. Estas capacidades proporcionan caminos cortocircuitados para la señal alterna. A medida que la frecuencia aumenta, las reactancias capacitivas decrecen lo suficiente como para entorpecer el

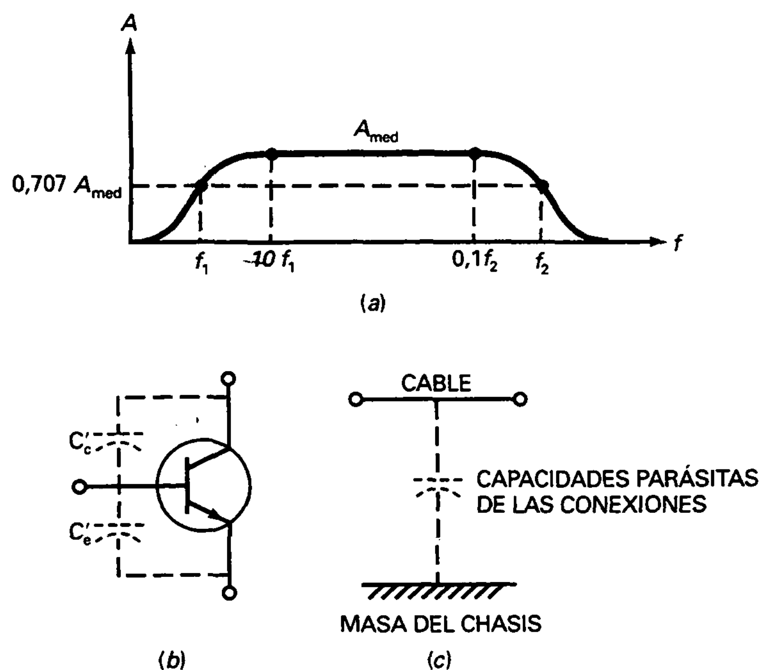


Figura 16-1. *a*) Respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna; *b*) capacidad interna del transistor; *c*) los cables de conexión forman capacidades con el chasis.

funcionamiento normal del transistor. El resultado es una pérdida de ganancia de tensión.

Las *capacidades parásitas de las conexiones* es otra razón para la pérdida de ganancia de tensión a altas frecuencias. La Figura 16-1*c* ilustra la idea. Cualquier cable de conexión en un circuito de transistor actúa como una placa de condensador, y el chasis actúa como la otra placa. Las *capacidades parásitas de las conexiones* son capacidades no deseadas que forman caminos de derivación para la señal de alta frecuencia y le impiden alcanzar la resistencia de carga. Esto es equivalente a decir que la ganancia de tensión decrece.

❑ Frecuencias de corte

Las frecuencias a las que la ganancia de tensión es igual a 0,707 de su valor máximo se denominan *frecuencias de corte*. En la Figura 16-1*a*, f_1 es la frecuencia de corte inferior y f_2 es la frecuencia de corte superior. Las frecuencias de corte también se denominan *frecuencias de mitad de potencia* porque la potencia en la carga a esas frecuencias es la mitad de su valor máximo.

Cuando la ganancia de tensión es 0,707 de su valor máximo, la tensión de salida es 0,707 del valor máximo. Recuérdese que la potencia es igual al cuadrado de la tensión dividida por la resistencia. Cuando se eleva al cuadrado 0,707 se obtiene 0,5. Ésta es la razón por la que la potencia de carga a las frecuencias de corte es la mitad de su máximo valor.

❑ Banda media

Se definirán *frecuencias medias* de un amplificador como el margen de frecuencias entre $10f_1$ y $0{,}1f_2$. En las frecuencias medias la ganancia de tensión del amplificador es aproximadamente máxima y se denomina A_{med}. Tres características importantes de cualquier amplificador de alterna son su A_{med}, f_1 y f_2. Dados estos valores, se puede saber cuánta ganancia de tensión hay en las frecuencias medias y dónde se reduce a 0,707 A_{med}.

❑ Fuera de las frecuencias medias

Aunque un amplificador funciona normalmente en las frecuencias medias, hay veces en las que se desea saber la ganancia de tensión fuera de esta banda. Esta es una aproximación para calcular la ganancia de tensión de un amplificador:

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \qquad (16\text{-}1)$$

Dados A_{med}, f_1 y f_2, se desea calcular la ganancia de tensión a cualquier frecuencia f. Esta ecuación supone que un condensador dominante está produciendo la frecuencia de corte inferior y otro produce la frecuencia de corte superior. Un *condensador dominante* es aquel que es más importante que los otros para determinar la frecuencia de corte.

La Ecuación (16-1) no es tan complicada como parece. Sólo hay que analizar tres zonas de frecuencia: las frecuencias medias, las frecuencias inferiores y las frecuencias superiores. En las frecuencias medias, $f_1/f \approx 0$ y $f/f_2 \approx 0$. Por tanto, ambos radicales en la Ecuación (16-1) son aproximadamente igual a 1, y la Ecuación (16-1) se simplifica a:

$$\text{Banda media: } A = A_{med} \tag{16-2}$$

Por debajo de las frecuencias medias, $f/f_2 \approx 0$. Como resultado, el segundo radical es igual a 1 y la Ecuación (16-1) se queda de la siguiente forma:

$$\text{Por debajo de las frecuencias medias: } A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \tag{16-3}$$

Por encima de las frecuencias medias, $f_1/f \approx 0$. Por consiguiente, el primer radical es igual a 1 y la Ecuación (16-1) se simplifica como sigue:

$$\text{Por encima de las frecuencias medias: } A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16-4}$$

❑ Respuesta de un amplificador de continua

Como se mencionó en el Capítulo 11, un diseñador puede usar acoplamiento directo entre las etapas de un amplificador. Esto permite al circuito amplificar todas las frecuencias hacia la frecuencia de cero hercios (0 Hz). Este tipo de amplificadores se denomina *amplificador de continua.*

La Figura 16-2*a* representa la *respuesta en frecuencia* de un amplificador de continua. Como no hay frecuencia de corte inferior, las dos características importantes de un amplificador de continua son A_{med} y f_2. A partir de estos valores indicados en una hoja de características, tenemos la ganancia de tensión del amplificador en las frecuencias medias y su frecuencia de corte superior.

El amplificador de continua se utiliza más que el amplificador de alterna porque la mayoría de los amplificadores se diseñan hoy día con amplificadores operacionales en lugar de con transistores discretos. Un **amplificador operacional** es un *amplificador de continua que tiene una gran ganancia de tensión, alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.* Existe una enorme variedad de amplificadores operacionales disponibles comercialmente como circuitos integrados (CI).

La mayor parte de los amplificadores de continua se diseñan con una capacidad dominante que proporciona la frecuencia de corte superior f_2. Por esto, se puede utilizar la siguiente fórmula para calcular la ganancia de tensión de los amplificadores de continua típicos:

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16-5}$$

Por ejemplo, cuando $f = 0{,}1 f_2$:

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (0{,}1)^2}} = 0{,}995\, A_{med}$$

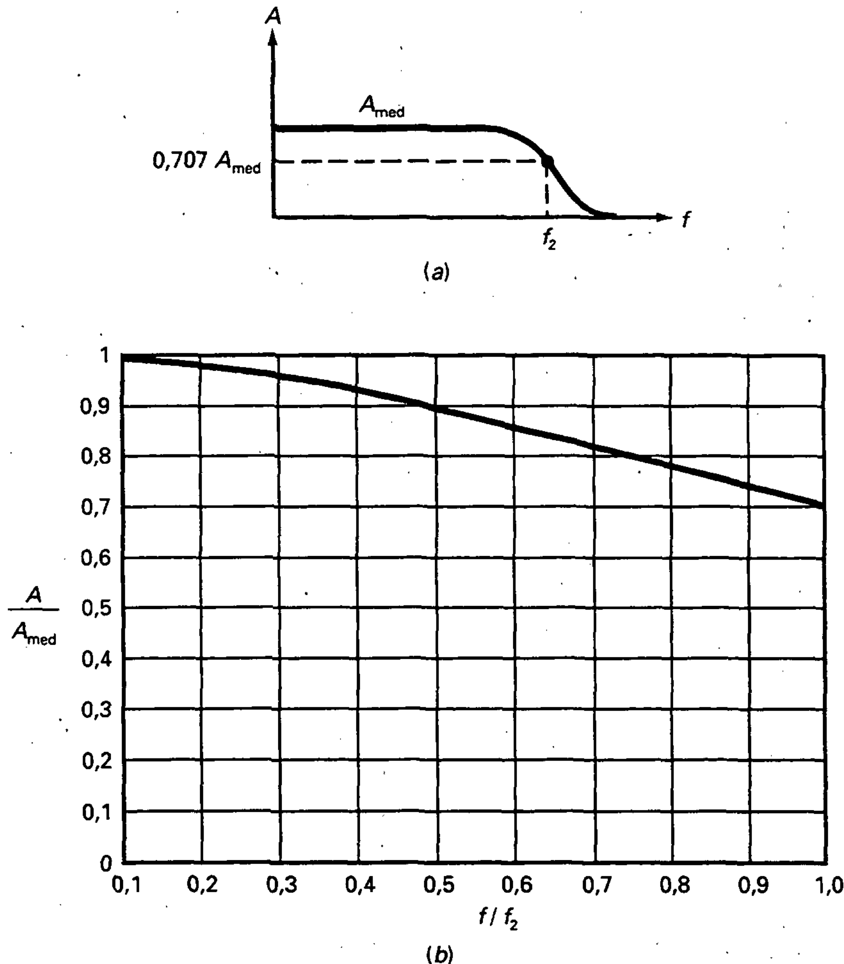


Figura 16-2. Respuesta en frecuencia de un amplificador de continua.

Esta fórmula indica que la ganancia de tensión es 0,5 por 100 menor que el valor máximo cuando la frecuencia de entrada es la décima parte de la frecuencia de corte superior. En otras palabras, la ganancia de tensión es casi el 100 por 100 del valor máximo.

❑ Entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte

Con la Ecuación (16-5) es posible calcular la ganancia de tensión en la zona entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte. La Tabla 16-1 muestra los valores normalizados de frecuencia y ganancia de tensión. Cuando $f/f_2 = 0{,}1$, $A/A_{med} = 0{,}995$. Cuando f/f_2 crece, la ganancia de tensión normalizada decrece hasta que alcanza 0,707 en la frecuencia de corte. Como una aproximación, se puede decir que la ganancia de tensión es el 100 por 100 de su valor máximo cuando $f/f_2 = 0{,}1$. Después desciende al 98 por 100, 96 por 100, etc., hasta, aproximadamente, el 70 por 100

Tabla 16-1. Entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte

f/f_2	A/A_{med}	**Porcentaje aproximado**
0,1	0,995	100
0,2	0,981	98
0,3	0,958	96
0,4	0,928	93
0,5	0,894	89
0,6	0,857	86
0,7	0,819	82
0,8	0,781	78
0,9	0,743	74
1	0,707	70

en la frecuencia de corte. La Figura 16-2*b* representa la curva de A/A_{med} en función de f/f_2.

EJEMPLO 16-1

La Figura 16-3*a* muestra un amplificador de alterna con una ganancia de tensión de 200 en las frecuencias medias. Si las frecuencias de corte son $f_1 = 20$ Hz y $f_2 = 20$ kHz, ¿cómo es la respuesta en frecuencia? ¿Cuál es la ganancia de tensión si la frecuencia de entrada es de 5 Hz? ¿Y si es de 200 kHz?

SOLUCIÓN

En las frecuencias medias la ganancia de tensión es 200. En cualquiera de las dos frecuencias de corte es igual a:

$$A = 0{,}707(200) = 141$$

La Figura 16-3*b* representa la respuesta en frecuencia.

Con la Ecuación (16-3) podemos calcular la ganancia de tensión para una frecuencia de entrada de 5 Hz:

$$A = \frac{200}{\sqrt{1 + (20/5)^2}} = \frac{200}{\sqrt{1 + (4)^2}} = \frac{200}{\sqrt{17}} = 48{,}5$$

De manera similar podemos usar la Ecuación (16-4) para calcular la ganancia de tensión para una frecuencia de entrada de 200 kHz:

$$A = \frac{200}{\sqrt{1 + (200/20)^2}} = 19{,}9$$

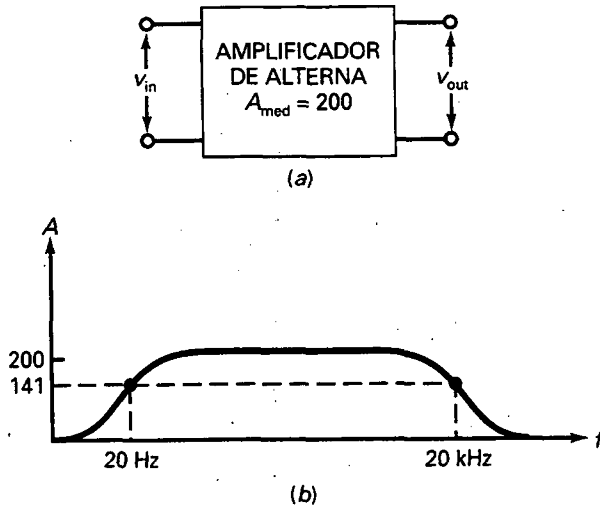


Figura 16-3. Amplificador de alterna y su respuesta en frecuencia.

EJEMPLO 16-2

La Figura 16-4*a* muestra un 741C, un amplificador operacional con una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100.000. Si f_2 = 10 Hz, ¿cómo es la respuesta en frecuencia?

SOLUCIÓN

A la frecuencia de corte de 10 Hz la ganancia de tensión es 0,707 de su valor en las frecuencias medias:

$$A = 0{,}707(100.000) = 70.700$$

La Figura 16-4*b* representa la respuesta en frecuencia. Nótese que la ganancia de tensión es 100.000 a la frecuencia de cero hercios (0 Hz). A medida que la frecuencia de entrada se aproxima a 10 Hz, la ganancia de tensión decrece hasta que iguala aproximadamente el 70 por 100 del máximo.

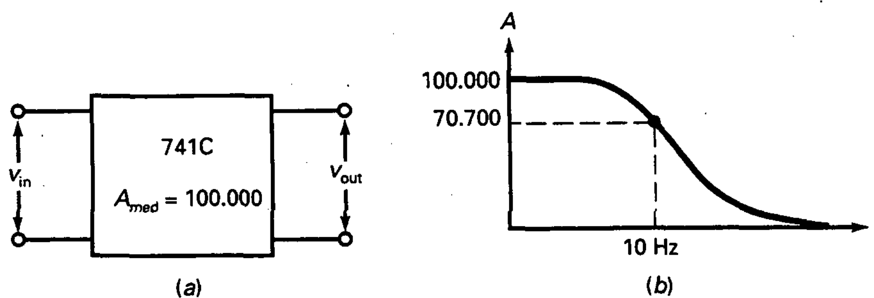


Figura 16-4. El 741C y su respuesta en frecuencia.

EJEMPLO 16-3

En el ejemplo precedente, ¿cuál es la ganancia de tensión para cada una de las siguientes frecuencias de entrada: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz?

SOLUCIÓN

Como la frecuencia de corte es 10 Hz, una frecuencia de entrada vale

$$f = 100\ \text{Hz}, 1\ \text{kHz}, 10\ \text{kHz}, \ldots$$

y da un cociente f/f_2 de

$$f/f_2 = 10, 100, 1.000, \ldots$$

Por tanto, podemos usar la Ecuación (16-5) como se indica a continuación para calcular las ganancias de tensión:

$$f = 100\ \text{Hz}: A = \frac{100.000}{\sqrt{1 + (10)^2}} \approx 10.000$$

$$f = 1\ \text{kHz}: A = \frac{100.000}{\sqrt{1 + (100)^2}} = 1.000$$

$$f = 10\ \text{kHz}: A = \frac{100.000}{\sqrt{1 + (1.000)^2}} = 100$$

$$f = 100\ \text{kHz}: A = \frac{100.000}{\sqrt{1 + (10.000)^2}} = 10$$

$$f = 1\ \text{MHz}: A = \frac{100.000}{\sqrt{1 + (100.000)^2}} = 1$$

Cada vez que la frecuencia aumenta una *década* (un factor de 10), la ganancia de tensión decrece por un factor de 10.

16-2. GANANCIA DE POTENCIA EN DECIBELIOS

Ahora se va a estudiar el concepto de *decibelios*, un método útil para describir la respuesta en frecuencia. Pero antes de ello es necesario repasar algunas ideas de matemáticas básicas.

❑ Repaso de logaritmos

Supóngase que se tiene la siguiente ecuación:

$$x = 10\,y \qquad (16\text{-}6)$$

Esta ecuación se puede resolver para y en función de x y obtener:

$$y = \log_{10} x$$

Que significa que y es el logaritmo (o exponente) en base 10 que da x. Normalmente el 10 se omite y la ecuación se escribe así:

$$y = \log x \tag{16-7}$$

Con una calculadora que tenga la función *log*, se puede encontrar rápidamente el valor de y para cualquier valor de x. Por ejemplo, de esta forma se calcula y para $x = 10$, 100 y 1.000:

$$y = \log 10 = 1$$
$$y = \log 100 = 2$$
$$y = \log 1.000 = 3$$

Como se puede observar, cada vez que x se incrementa por un factor de 10, y se incrementa una unidad.

También es posible calcular valores de y, dados valores decimales de x. Por ejemplo, los valores de y para $x = 0{,}1$, 0,01 y 0,001 son:

$$y = \log 0{,}1 = -1$$
$$y = \log 0{,}01 = -2$$
$$y = \log 0{,}001 = -3$$

Cada vez que x decrece un factor de 10, y disminuye una unidad.

❑ Definición de G_{dB}

En el Capítulo 11 se definió la ganancia de potencia G como la potencia de salida dividida por la potencia de entrada:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}}$$

(*Nota*: las hojas de características utilizan a menudo A_p en lugar de G para representar la ganancia de potencia.)

La *ganancia de potencia en decibelios* se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$G_{dB} = 10 \log G \tag{16-8}$$

Como G es el cociente entre la potencia de salida y la de entrada, no tiene dimensiones o unidades. Cuando se calcula el logaritmo de G se obtiene una cantidad adimensional. Pero para estar seguros de que G_{dB} no se confunde nunca con G, se pone la unidad *decibelio* (abreviado *dB*) a todos los valores de G_{dB}.

Por ejemplo, si un amplificador tiene una ganancia de potencia de 100, su ganancia de potencia en decibelios es:

$$G_{dB} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Otro ejemplo: si $G = 100.000.000$, entonces:

$$G_{dB} = 10 \log 100.000.000 = 80 \text{ dB}$$

En ambos ejemplos el *log* es igual al número de ceros: *100* tiene dos ceros, y 100.000.000 tiene ocho ceros. Se puede contar el número de ceros para hallar el logaritmo siempre que el número sea un múltiplo de 10. Después se multiplica por 10 para obtener la respuesta en decibelios. Por ejemplo, una ganancia de potencia de 1.000 tiene tres ceros; multiplicando por 10 se obtienen 30 dB. Una ganancia de potencia de 100.000 tiene cinco ceros; multiplicando por 10 se obtienen 50 dB. Este truco es útil para encontrar las equivalencias en decibelios y comprobar respuestas.

A menudo se utiliza la ganancia de potencia en decibelios en las hojas de características para especificar la ganancia de potencia de los dispositivos. Una razón para su uso es que el logaritmo comprime los números. Por ejemplo, si un amplificador tiene una ganancia de potencia que varía entre 100 y 100.000.000, la ganancia de potencia en decibelios varía entre 20 y 80 dB. Como se ve, esta notación es más compacta.

❑ Dos propiedades útiles

La ganancia de potencia en decibelios tiene dos propiedades útiles:

1. Cada vez que la ganancia de potencia se incrementa (o disminuye) en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios aumenta o disminuye en 3 dB.
2. Si la ganancia de potencia crece (o decrece) en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios se incrementa (o disminuye) en 10 dB.

La Tabla 16-2 muestra estas propiedades de forma esquemática. Los siguientes ejemplos hacen uso de ellas.

Tabla 16-2. Propiedades de la ganancia de potencia

Factor	Decibelios (dB)
× 2	+3
× 0,5	−3
× 10	+10
× 0,1	−10

EJEMPLO 16-4

Calcular la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores: G = 1, 2, 4 y 8.

SOLUCIÓN

Con una calculadora obtenemos las siguientes respuestas:

$$G_{dB} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 8 = 9 \text{ dB}$$

Cada vez que G se incrementa por un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 3 dB. Ésta se verifica en todo momento: siempre que se duplique la ganancia de potencia, la ganancia de potencia en decibelios se incrementa 3 dB.

EJEMPLO 16-5

Hallar la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores: G = 1, 0,5, 0,25 y 0,125.

SOLUCIÓN

$$G_{dB} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 0{,}5 = -3 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 0{,}25 = -6 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 0{,}125 = -9 \text{ dB}$$

Cada vez que G decrece un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios disminuye 3 dB.

EJEMPLO 16-6

Calcular la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores: G = 1, 10, 100 y 1.000.

SOLUCIÓN

$$G_{dB} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 10 = 10 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$
$$G_{dB} = 10 \log 1.000 = 30 \text{ dB}$$

Siempre que G se incrementa por un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios crece 10 dB.

EJEMPLO 16-7

Hallar la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores: $G = 1$, $0{,}1$, $0{,}01$ y $0{,}001$.

SOLUCIÓN

$$G_{\text{dB}} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$G_{\text{dB}} = 10 \log 0{,}1 = -10 \text{ dB}$$

$$G_{\text{dB}} = 10 \log 0{,}01 = -20 \text{ dB}$$

$$G_{\text{dB}} = 10 \log 0{,}001 = -30 \text{ dB}$$

Cada vez que G decrece un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios disminuye 10 dB.

16-3. GANANCIA DE TENSIÓN EN DECIBELIOS

Las medidas de tensión son más habituales que las medidas de potencia. Por esta razón, los decibelios son todavía más útiles aplicados a la ganancia de tensión.

❑ Definición

Como se determinó en anteriores capítulos, la ganancia de tensión es la tensión de salida dividida por la tensión de entrada:

$$A = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$$

(*Nota*: las hojas de características utilizan a menudo A_v en lugar de A para representar la ganancia de tensión.)

La *ganancia de tensión en decibelios* se define como:

$$A_{\text{dB}} = 20 \log A \qquad (16\text{-}9)$$

La razón de utilizar 20 en lugar de 10 se debe a que la potencia es proporcional al cuadrado de la tensión. Como se explicará en la siguiente sección, de esta definición se deriva una fórmula importante para los sistemas con impedancia adaptada.

Si un amplificador tiene una ganancia de tensión de 100.000, obtiene una ganancia de tensión en decibelios de:

$$A_{\text{dB}} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

Se puede usar un truco siempre que el número sea múltiplo de 10. Consiste en contar el número de ceros y multiplicarlo por 20 para obtener la equivalencia en decibelios. En el cálculo anterior se cuentan cinco ceros y se multiplica por 20 para obtener la ganancia de tensión en decibelios de 100 dB.

Como otro ejemplo, si un amplificador tiene una ganancia de tensión que varía entre 100 y 100.000.000, entonces su ganancia de tensión en decibelios cambia entre 40 y 160 dB.

❑ Reglas básicas para la ganancia de tensión

Éstas son las propiedades útiles para la ganancia de tensión en decibelios:

1. Cada vez que la ganancia de tensión se incrementa (o disminuye) en un factor de 2, la ganancia de tensión en decibelios se incrementa o disminuye en 6 dB.
2. Siempre que la ganancia de tensión aumenta (o decrece) en un factor de 10, la ganancia de tensión en decibelios se eleva (o desciende) en 20 dB.

La Tabla 16-3 resume estas propiedades.

❑ Etapas en cascada

En la Figura 16-5, la ganancia de tensión total del amplificador de dos etapas es idealmente el producto de las ganancias individuales de tensión:

$$A = A_1 A_2 \qquad (16\text{-}10)$$

Por ejemplo, si la primera etapa tiene una ganancia de tensión de 100 y la segunda etapa tiene una ganancia de tensión de 50, la ganancia de tensión total es:

$$A = (100)(50) = 5.000$$

Algo diferente ocurre cuando se calcula la ganancia de tensión en decibelios en lugar de la ganancia de tensión en las unidades habituales:

$$A_{dB} = 20 \log A = 20 \log A = 20 \log A_1 A_2 = 20 \log A_1 + 20 \log A_2$$

Tabla 16-3. Propiedades de la ganancia de tensión

Factor	Decibelios (dB)
× 2	+6
× 0,5	−6
× 10	+20
× 0,1	−20

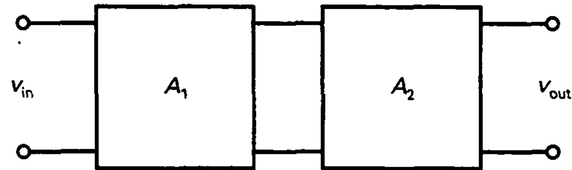


Figura 16-5. Dos etapas de ganancia de tensión.

Hecho que se puede escribir como:

$$A_{dB} = A_{1dB} + A_{2dB} \tag{16-11}$$

Esta ecuación indica que la ganancia total de tensión en decibelios de dos etapas en cascada es igual a la suma de las ganancias individuales de tensión en decibelios. La misma idea se aplica a cualquier número de etapas. Esta propiedad aditiva de la ganancia en decibelios es una de las razones de su popularidad.

EJEMPLO 16-8

¿Cuál es la ganancia total de tensión en la Figura 16-6*a*? Expréselo en decibelios. Después, calcular la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa y la ganancia total de tensión en decibelios usando la Ecuación (16-11).

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (16-10), la ganancia de tensión total es:

$$A = (100)(200) = 20.000$$

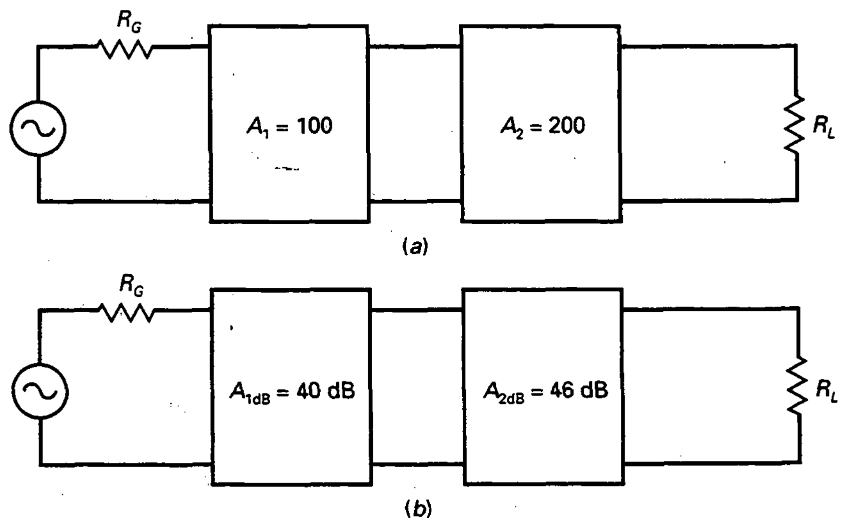


Figura 16-6. Ganancias de tensión y equivalencias en decibelios.

En decibelios esto se convierte en:

$$A_{dB} = 20 \log 20.000 = 86 \text{ dB}$$

Se puede usar una calculadora para obtener 86 dB, o se puede emplear el siguiente truco: el número 20.000 es lo mismo que 2 multiplicado por 10.000. Este último tiene cuatro ceros, lo que significa que la equivalencia en decibelios es 80 dB. Como existe un factor de 2, la respuesta final es 6 dB superior, es decir, 86 dB.

A continuación se calcula la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa de la siguiente manera:

$$A_{1dB} = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

$$A_{2dB} = 20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

La Figura 16-6*b* muestra estas ganancias de tensión en decibelios. Con la Ecuación (16-11) la ganancia de tensión total en decibelios es:

$$A_{dB} = 40 \text{ dB} + 46 \text{ dB} = 86 \text{ dB}$$

Como podemos observar, la adición de ganancias de tensión en decibelios de cada etapa da el mismo resultado que el cálculo anterior.

16-4. ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

La Figura 16-7*a* muestra una etapa de amplificador con una resistencia de generador R_G, una resistencia de entrada R_{in}, una resistencia de salida R_{out} y una resistencia de carga R_L. Hasta ahora, en la mayoría de las explicaciones se han utilizado diferentes impedancias.

En muchos sistemas de comunicaciones (microondas, televisión y teléfono), todas las impedancias están adaptadas; es decir, $R_G = R_{in} = R_{out} = R_L$. La Figura 16-7*b* ilustra la idea. Como se indicó, todas las impedancias son igual a R. La impedancia R es de 50 Ω en sistemas de microondas, 75 Ω (cable coaxial) o 300 Ω (par trenzado) en sistemas de televisión, y 600 Ω en sistemas telefónicos. Estos sistemas utilizan la adaptación de impedancias porque proporciona la máxima transferencia de potencia.

En la Figura 16-7*b* la potencia de entrada es:

$$p_{in} = \frac{V_{in}^2}{R}$$

y la potencia de salida toma un valor de:

$$p_{out} = \frac{V_{out}^2}{R}$$

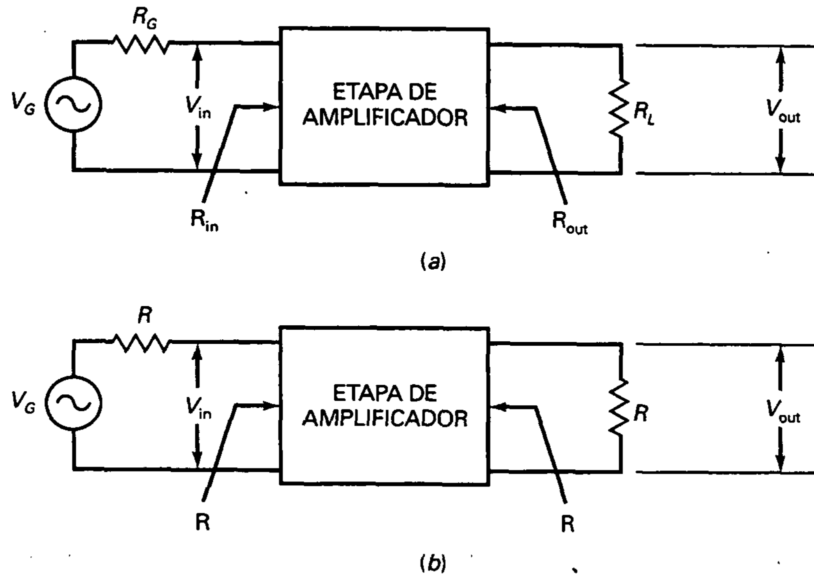


Figura 16-7. Adaptación de impedancias.

La ganancia de potencia es:

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in}} = \frac{V_{out}^2/R}{V_{in}^2/R} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)^2$$

o

$$G = A^2 \tag{16-12}$$

Lo que significa que la ganancia de potencia es igual al cuadrado de la ganancia de tensión en cualquier sistema con impedancias adaptadas.

Si damos la expresión en términos de decibelios:

$$G_{dB} = 10 \log G = 10 \log A^2 = 20 \log A$$

es decir,

$$G_{dB} = A_{dB} \tag{16-13}$$

O lo que es lo mismo, la ganancia de potencia en decibelios es igual a la nancia de tensión en decibelios. La Ecuación (16-13) se verifica para cualquier sistema con impedancias adaptadas. Si una hoja de características dice que la ganancia de un sistema es 40 dB, entonces tanto la ganancia de potencia en decibelios como la ganancia de tensión en decibelios son iguales a 40 dB.

❑ Conversión de decibelios a ganancia en unidades naturales

Cuando una hoja de características especifica la ganancia de potencia o tensión en decibelios, se pueden convertir a unidades naturales con las siguientes ecuaciones:

$$G = \text{antilog} \frac{G_{\text{dB}}}{10} \tag{16-14}$$

y

$$G = \text{antilog} \frac{A_{\text{dB}}}{20} \tag{16-15}$$

El antilogaritmo es la función inversa del logaritmo. Estas conversiones se realizan fácilmente con una calculadora científica que tenga una tecla de función log y una tecla de inversa.

EJEMPLO 16-9

La Figura 16-8 muestra las etapas con impedancias adaptadas con $R = 50\ \Omega$. ¿Cuál es la ganancia total en decibelios? ¿Qué valor toma la ganancia total de potencia? ¿Y la ganancia total de tensión?

SOLUCIÓN

La ganancia total de tensión en decibelios es:

$$A_{\text{dB}} = 23\ \text{dB} + 36\ \text{dB} + 31\ \text{dB} = 90\ \text{dB}$$

La ganancia total de potencia en decibelios también es igual a 90 dB porque las etapas tienen impedancias adaptadas.

Con la Ecuación (16-14), la ganancia de potencia total es:

$$G = \text{antilog} \frac{90\ \text{dB}}{10} = 1.000.000.000$$

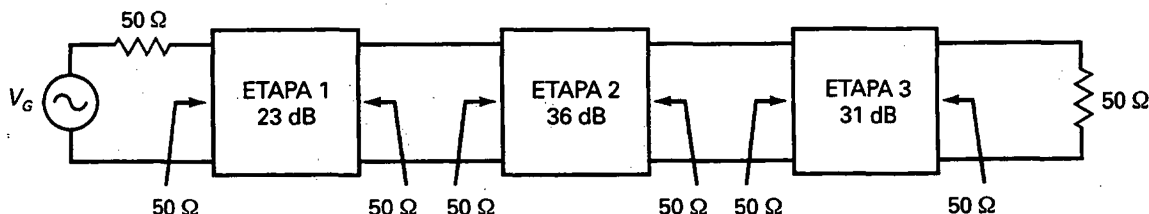


Figura 16-8. Adaptación de impedancias en un sistema de 50 Ω.

y la ganancia de tensión total es:

$$A = \text{antilog} \frac{90 \text{ dB}}{20} = 31{,}623$$

EJEMPLO 16-10

En el ejemplo anterior, ¿cuál es la ganancia de tensión en unidades naturales para cada etapa?

SOLUCIÓN

La primera etapa tiene una ganancia de tensión de:

$$A_1 = \text{antilog} \frac{23 \text{ dB}}{20} = 14{,}1$$

La segunda etapa tiene un valor de ganancia de tensión:

$$A_2 = \text{antilog} \frac{36 \text{ dB}}{20} = 63{,}1$$

La tercera etapa posee una ganancia de tensión de:

$$A_3 = \text{antilog} \frac{31 \text{ dB}}{20} = 35{,}5$$

16-5. DECIBELIOS CON REFERENCIA

En esta sección se estudiarán dos nuevas formas de usar los decibelios. Además de aplicar decibelios a ganancias de potencia y de tensión, se pueden usar *decibelios con referencia*. Los niveles de referencia utilizados en este apartado son el milivatio y el voltio.

❑ La referencia de milivatio

A veces se usan los decibelios para indicar el nivel de potencia por encima de 1 mW. En este caso, se usa la notación *dBm* en lugar de dB, en la que la *m* nos recuerda la referencia de milivatio. La ecuación de dBm es:

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}} \qquad (16\text{-}16)$$

donde P_{dBm} es la potencia expresada en dBm. Por ejemplo, si la potencia es 2 W, entonces:

$$P_{dBm} = 10 \log \frac{2\text{ W}}{1\text{ mW}} = 10 \log 2.000 = 33 \text{ dBm}$$

Usar dBm es una forma de comparar la potencia con 1 mW. Si una hoja de características dice que la salida de un amplificador es 33 dBm, está diciendo que la potencia de salida son 2 W. La Tabla 16-4 muestra algunos valores en dBm.

Se puede convertir cualquier valor en dBm a su potencia equivalente usando esta ecuación:

$$P = \text{antilog} \frac{P_{dBm}}{10} \qquad (16\text{-}17)$$

donde P es la potencia en milivatios.

❑ La referencia de voltio

Los decibelios también se pueden usar para indicar el nivel de tensión por encima de 1 V. En este caso se usa la notación dBV. La ecuación de dBV es:

$$V_{dBV} = 20 \log \frac{V}{1\text{ V}}$$

Como el denominador es igual a 1, se puede simplificar la expresión a:

$$V_{dBV} = 20 \log V \qquad (16\text{-}18)$$

donde V es adimensional. Por ejemplo, si la tensión es 25 V, entonces:

$$V_{dBV} = 20 \log 25 = 28 \text{ dBV}$$

Emplear dBV es una forma de comparar la tensión con 1 V. Si una hoja de características dice que la salida de un amplificador de tensión es 28 dBV,

Tabla 16-4. Potencia en dBm

Potencia	P_{dBm}
1 μW	−30
10 μW	−20
100 μW	−10
1 mW	0
10 mW	10
100 mW	20
1 W	30

está indicando que la tensión de salida son 25 V. La Tabla 16-5 muestra algunos valores en dBV.

Se puede convertir cualquier valor en dBV a su tensión equivalente usando esta ecuación:

$$V = \text{antilog}\,\frac{V_{dBV}}{20} \tag{16-19}$$

donde V es la tensión en voltios.

EJEMPLO 16-11

Una hoja de características dice que la salida de un amplificador es 24 dB. ¿Cuál es la potencia de salida?

SOLUCIÓN

Con una calculadora y la Ecuación (16-17):

$$P = \text{antilog}\,\frac{24\text{ dBm}}{10} = 251\text{ mW}$$

EJEMPLO 16-12

Si una hoja de características indica que la salida de un amplificador es −34 dBV, ¿qué valor es el de la tensión de salida?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (16-18):

$$V = \text{antilog}\,\frac{-34\text{ dBV}}{20} = 20\text{ mV}$$

Tabla 16-5. Tensión en dBV

Tensión	V_{dBV}
10 μV	−50
100 μV	−40
1 mV	−30
10 mV	−20
100 mV	−10
1 V	0
10 V	+10
100 V	+20

16-6. DIAGRAMAS DE BODE

La Figura 16-9 representa la respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna. Aunque contiene cierta información como la ganancia de tensión en las frecuencias medias y las frecuencias de corte, es una representación incompleta del comportamiento del amplificador. Aquí es donde entra en juego el *diagrama de Bode*. Dado que este tipo de representación utiliza los decibelios, puede dar más información acerca de la respuesta del amplificador fuera de las frecuencias medias.

❑ Octavas

El MI central de un piano tiene una frecuencia de 256 Hz. El siguiente MI más agudo está una octava más alto, con una frecuencia de 512 Hz. El siguiente MI, aún más alto, 1.024 Hz, y así sucesivamente. En música, la palabra *octava* implica duplicar la frecuencia. Cada vez que se avanza una octava, se duplica la frecuencia.

En electrónica, una octava tiene un significado similar en cocientes como f_1/f y f/f_2. Por ejemplo, si f_1 = 100 Hz y f = 50 Hz, el cociente f_1/f es:

$$\frac{f_1}{f} = \frac{100 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 2$$

Se puede describir esta relación diciendo que f está una octava por debajo de f_1. Como otro ejemplo, suponga que f = 400 kHz y f_2 = 200 kHz. Entonces:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{400 \text{ kHz}}{200 \text{ kHz}} = 2$$

lo que indica que f está una octava por encima de f_2.

❑ Décadas

Una *década* tiene un significado similar en cocientes como f_1/f y f/f_2, excepto que se utiliza un factor de 10 en lugar de 2. Por ejemplo, si f_1 = 500 Hz y f = 50 Hz, el cociente f_1/f es:

$$\frac{f_1}{f} = \frac{500 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 10$$

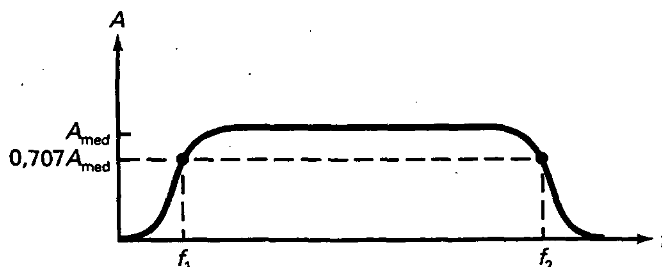


Figura 16-9. Respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna.

Se puede describir esta relación diciendo que f está una década por debajo de f_1. Como otro ejemplo, suponga que $f = 2$ MHz y $f_2 = 200$ kHz. Entonces:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{2\ \text{MHz}}{200\ \text{kHz}} = 10$$

Este resultado significa que f está una década por encima de f_2.

❑ Escalas lineal y logarítmica

El papel común para dibujar tiene una escala lineal en ambos ejes, lo que quiere decir que el espacio entre números es siempre el mismo, como se muestra en la Figura 16-10*a*. En una escala lineal se empieza en 0 y se avanza en pasos uniformes hacia números mayores. Todas las gráficas estudiadas hasta ahora han tenido escalas lineales.

Algunas veces se prefiere utilizar una *escala logarítmica* porque comprime distancias y nos permite observar varias décadas. La Figura 16-10*b* representa una escala logarítmica. Obsérvese que la numeración empieza en 1. El espacio entre 1 y 2 es mucho mayor que el espacio entre 9 y 10. El hecho de utilizar la escala logarítmica de la Figura 16-10*b* permite aprovechar ciertas propiedades de los logaritmos y de los decibelios.

Además del papel común para dibujar, hay un papel semilogarítmico. Este último tiene una escala lineal en el eje vertical y una logarítmica en el horizontal. Se emplea el papel semilogarítmico cuando se quiere dibujar una cantidad como la ganancia de tensión para varias décadas de frecuencia.

❑ Representación de la ganancia de tensión en decibelios

La Figura 16-11*a* representa la respuesta con la frecuencia de un amplificador de alterna típico. La gráfica es similar a la de la Figura 16-9, pero esta vez se representa la ganancia de tensión en decibelios en función de la frecuencia en papel semilogarítmico. Una gráfica como ésta se llama *diagrama de Bode*. El eje vertical usa una escala lineal y el eje horizontal una logarítmica.

Como se ve, la ganancia de tensión es máxima en frecuencias medias. En cada frecuencia de corte, la ganancia de tensión en decibelios está ligeramente por debajo del valor máximo. Por debajo de f_1, la ganancia de tensión decrece 20 dB por década. Por encima de f_2 la ganancia de tensión decrece en la misma proporción. Las caídas de 20 dB por década ocurren en los

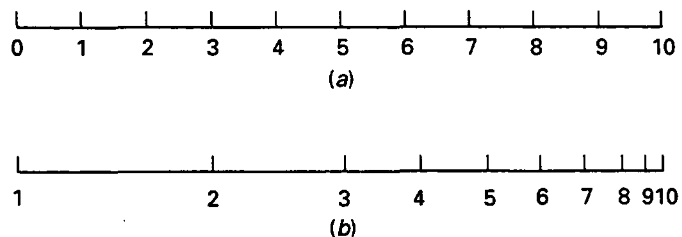


Figura 16-10. Escalas lineal y logarítmica.

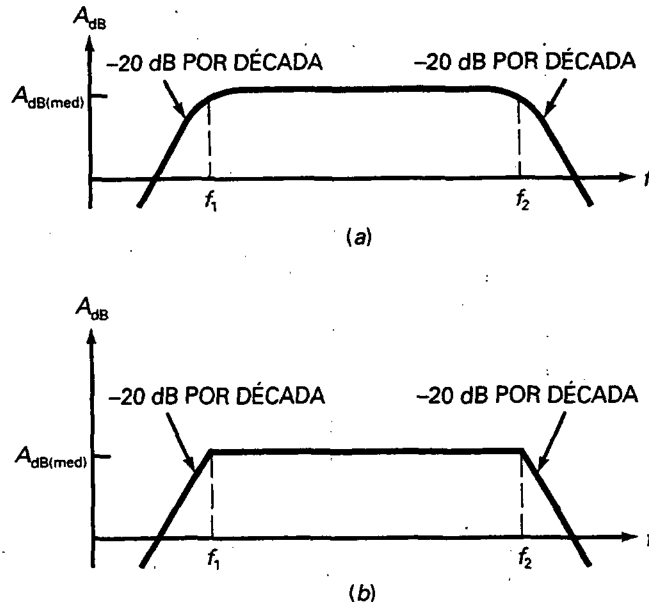


Figura 16-11. *a*) Diagrama de Bode; *b*) diagrama asintótico de Bode.

amplificadores que tienen un condensador dominante que produce la frecuencia de corte inferior y otro condensador dominante que produce la frecuencia de corte superior, como se estudió en el Apartado 16-6.

En las frecuencias de corte, f_1 y f_2, la ganancia de tensión es 0,707 del valor en las frecuencias medias. Expresándolo en decibelios, tenemos:

$$A_{dB} = 20 \log 0{,}707 = -3 \text{ dB}$$

Se puede describir la respuesta en frecuencia de la Figura 16-11*a* de la siguiente manera: en las frecuencias medias, la ganancia de tensión es máxima. Entre las frecuencias medias y cada frecuencia de corte, la ganancia de tensión decrece gradualmente hasta 3 dB menos en las frecuencias de corte. Después, la ganancia de tensión cae (disminuye) con una pendiente de 20 dB por década.

❑ Diagrama asintótico de Bode

La Figura 16-11*b* representa la respuesta en frecuencia en forma *asintótica*. Muchas personas prefieren usar este diagrama asintótico de Bode porque es más fácil dibujarlo y proporciona, aproximadamente, la misma información. Cualquiera que vea esta gráfica sabe que la ganancia de tensión en decibelios está 3 dB por debajo en las frecuencias de corte. Así que la gráfica contiene realmente la información inicial cuando la corrección de 3 dB se incluye mentalmente.

Los diagramas asintóticos de Bode son aproximaciones que admiten trazar la respuesta en frecuencia de un amplificador de forma rápida y sencilla. Permiten concentrarse en los aspectos principales en lugar de caer en deta-

lles de cálculos exactos. Por ejemplo, un diagrama asintótico de Bode como el de la Figura 16-12 nos ofrece un resumen visual de la respuesta en frecuencia de un amplificador. Se puede ver la ganancia de tensión en las frecuencias medias (40 dB), las frecuencias de corte (1 kHz y 100 kHz) y las pendientes de caída (20 dB por década). Nótese también que la ganancia de tensión es igual a 0 dB (unidad o 1) a $f = 10$ Hz y $f = 10$ MHz. Los diagramas asintóticos como éste son muy populares en la industria.

Ocasionalmente, muchos técnicos e ingenieros utilizan el término *frecuencia de codo* en lugar de *frecuencia de corte*, porque el diagrama asintótico de Bode tiene un codo en cada frecuencia de corte. Otro término que se emplea en muchas ocasiones es *frecuencia de quiebro*. Esto es debido a que el diagrama se *quiebra* en cada frecuencia de corte y después decrece con una pendiente de 20 dB por década.

EJEMPLO 16-13

La hoja de características de un amplificador operacional 741C indica una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100.000, una frecuencia de corte de 10 Hz y una pendiente de 20 dB por década. Dibujar el diagrama asintótico de Bode. ¿Cuál es la ganancia de tensión en unidades naturales a 1 MHz?

SOLUCIÓN

Como se mencionó en el Apartado 16-1, los amplificadores operacionales son amplificadores de continua, así que sólo tienen frecuencia de corte superior. Para un 741C, $f_2 = 10$ Hz. La ganancia de tensión en las frecuencias medias en decibelios es:

$$A_{dB} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

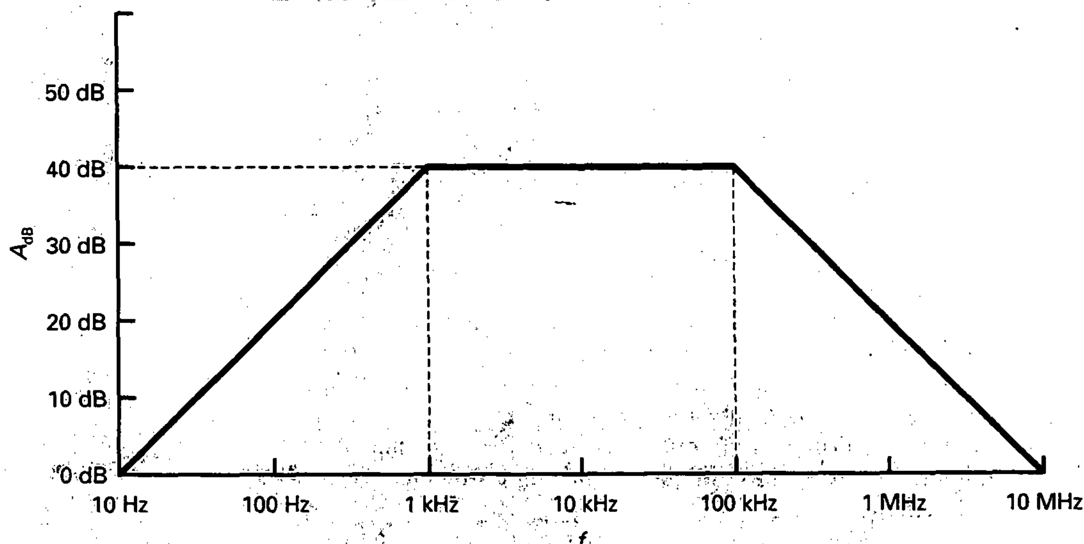


Figura 16-12. Diagrama asintótico de Bode de un amplificador de alterna.

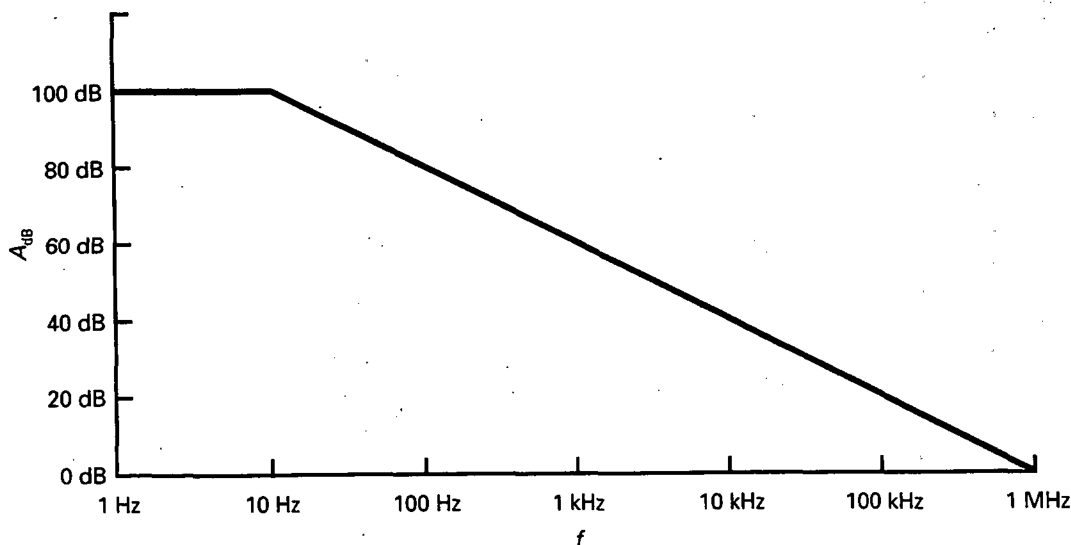


Figura 16-13. Diagrama asintótico de Bode de un amplificador de continua.

El diagrama asintótico de Bode tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100 dB hasta 10 Hz. Después decrece 20 dB por década.

La Figura 16-13 representa el diagrama asintótico de Bode. Después de quebrarse a 10 Hz, la respuesta cae 20 dB por década hasta que es igual a 0 dB a 1 MHz. La ganancia de tensión en unidades naturales a esta frecuencia es la unidad (1). Las hojas de características suelen indicar la *frecuencia de ganancia unidad* (simbolizada como f_{unidad}) porque dice inmediatamente la frecuencia límite para la utilización del amplificador operacional. El dispositivo puede proporcionar ganancia de tensión hasta la frecuencia de ganancia unidad, pero no por encima de ella.

16-7. MÁS SOBRE DIAGRAMAS DE BODE

Los diagramas asintóticos de Bode son aproximaciones útiles para análisis preliminares. Sin embargo, a veces se necesitan respuestas más precisas. Por ejemplo, la ganancia de tensión de un amplificador operacional decrece gradualmente entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte. A continuación se estudiará con más detalle esta región.

❑ Entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte

En el Apartado 16-1 se introdujo la siguiente ecuación para calcular la ganancia de tensión de un amplificador por encima de las frecuencias medias:

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16-20}$$

Con dicha ecuación se puede hallar la ganancia de tensión en la región de transición entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte. Por ejemplo, éstos son los cálculos para f/f_2 = 0,1, 0,2 y 0,3:

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 0,995\ A_{med}$$

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (0,2)^2}} = 0,981\ A_{med}$$

$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (0,3)^2}} = 0,958\ A_{med}$$

Continuando de esta forma es posible calcular el resto de los valores de la Tabla 16-6.

La Tabla 16-6 indica los valores en dB para A/A_{med}. Éstos se calculan de la siguiente forma:

$$(A/A_{med})_{dB} = 20 \log 0,995 = -0,04 \text{ dB}$$

$$(A/A_{med})_{dB} = 20 \log 0,981 = -0,17 \text{ dB}$$

$$(A/A_{med})_{dB} = 20 \log 0,958 = -0,37 \text{ dB}$$

y así sucesivamente. Rara vez se necesitarán los datos de la Tabla 16-6, pero de vez en cuando se puede querer consultar para obtener un valor más preciso de la ganancia de tensión en la región entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte.

❑ Red de retardo de fase

La mayoría de los amplificadores operacionales incluyen un circuito de retardo *RC* que hace caer la ganancia de tensión con una pendiente de 20 dB por década, lo que evita oscilaciones, señales no deseadas que pueden aparecer bajo ciertas condiciones. En capítulos posteriores se explicarán estas

Tabla 16-6. Entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte

f/f_2	A/A_{med}	$(A/A_{med})_{dB}$ (dB)
0,1	0,995	−0,04
0,2	0,981	−0,17
0,3	0,958	−0,37
0,4	0,928	−0,65
0,5	0,894	−0,97
0,6	0,857	−1,3
0,7	0,819	−1,7
0,8	0,781	−2,2
0,9	0,743	−2,6
1	0,707	−3

oscilaciones y la forma en que el circuito de retardo interno de un amplificador operacional evita dichas señales no deseadas.

La Figura 16-14 muestra un circuito con condensador de desacoplo. Este circuito se denomina a menudo red de retardo de fase porque a altas frecuencias la tensión de salida va por detrás de la tensión de entrada. Dicho de otra forma: si la tensión de entrada tiene un ángulo de fase de 0°, la tensión de salida tiene un ángulo de fase comprendido entre 0° y −90°.

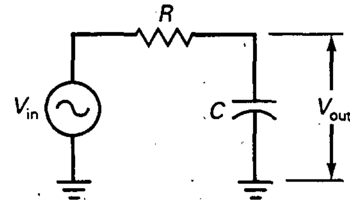


Figura 16-14. Un circuito *RC* de desacoplo.

A bajas frecuencias, la reactancia capacitiva se aproxima a infinito, y la tensión de salida se hace igual a la tensión de entrada. A medida que crece la frecuencia, la reactancia capacitiva decrece, lo cual hace disminuir la tensión de salida. Recuérdese de cursos básicos de electricidad que la tensión de salida para este circuito es:

$$V_{out} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} V_{in}$$

Si reordenamos la ecuación anterior, la ganancia de tensión de la Figura 16-14 viene dado por la expresión:

$$A = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \tag{16-21}$$

Como el circuito tiene sólo dispositivos pasivos, la ganancia de tensión es siempre menor o igual a 1.

La frecuencia de corte de una red de retardo de fase se produce donde la ganancia de tensión es 0,707. La ecuación para la frecuencia de corte es:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16-22}$$

A esta frecuencia, $X_C = R$ y la ganancia de tensión vale 0,707.

❑ Diagrama de Bode para la ganancia de tensión

Sustituyendo $X_C = 1/2\pi fC$ en la Ecuación (16-21) y reordenando, se puede obtener esta ecuación:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16-23}$$

que es similar a la Ecuación (16-20), donde $A_{med} = 1$. Por ejemplo, cuando f/f_2 = 0,1, 0,2 y 0,3, se obtiene:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 0,995$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,2)^2}} = 0,981$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,3)^2}} = 0,958$$

Continuando de esta forma y convirtiendo a decibelios, se llega a los valores mostrados en la Tabla 16-7.

La Figura 16-15 representa el diagrama asintótico de Bode de una red de retardo de fase. En las frecuencias medias, la ganancia de tensión en decibelios es 0 dB. La respuesta se quiebra en f_2 y después cae con una pendiente de 20 dB por década.

❑ 6 dB por octava

Por encima de la frecuencia de corte, la ganancia de tensión en decibelios de una red de retardo de fase decrece 20 dB por década, o, lo que es lo mismo, 6 dB por octava. Esto se prueba fácilmente de la siguiente manera: Cuando f/f_2 = 10, 20 y 40, la ganancia de tensión vale:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (10)^2}} = 0,1$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (20)^2}} = 0,05$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (40)^2}} = 0,025$$

Las correspondientes ganancias de tensión en decibelios son:

$$A_{dB} = 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{dB} = 20 \log 0,5 = -6 \text{ dB}$$

$$A_{dB} = 20 \log 0,025 = -12 \text{ dB}$$

Tabla 16-7. Respuesta de una red de retardo de fase

f/f_2	A	A_{dB} (dB)
0,1	0,995	–0,04
1	0,707	–3
10	0,1	–20
100	0,01	–40
1.000	0,001	–60

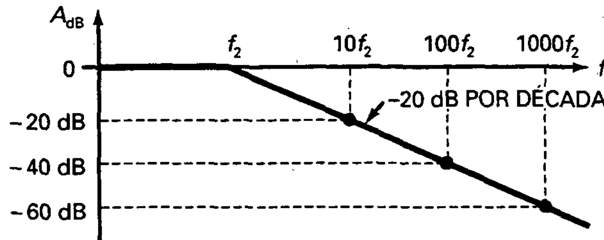


Figura 16-15. Diagrama asintótico de Bode de una red de retardo de fase.

Dicho de otra forma, se puede describir de dos maneras distintas la respuesta en frecuencia de una red de retardo de fase por encima de la frecuencia de corte: se puede decir que la ganancia de tensión decrece con una pendiente de 20 dB por década o que disminuye con una pendiente de 6 dB por octava.

❑ Fase de la ganancia

La carga y descarga de un condensador provoca un retardo de fase en la tensión de salida de un circuito de desacoplo *RC*. En otras palabras, la tensión de salida estará retrasada respecto a la de entrada por un ángulo de fase ϕ. La Figura 16-16 representa la variación de ϕ con la frecuencia. A cero hercios (0 Hz) la fase es 0. A medida que la frecuencia crece, el ángulo de fase de la tensión de salida cambia gradualmente de 0° a –90°. A muy altas frecuencias, $\phi = -90°$.

Cuando sea necesario se puede calcular el ángulo de fase con la siguiente ecuación de cursos anteriores:

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C} \qquad (16\text{-}24)$$

Sustituyendo $X_C = 1/2\pi fC$ en la Ecuación (16-24) y reordenando, se puede derivar la siguiente expresión:

$$\phi = -\arctan \frac{f}{f_2} \qquad (16\text{-}25)$$

Con una calculadora que tenga la función tangente y una tecla de inversa es posible calcular fácilmente el ángulo de fase para cualquier valor de f/f_2. La Tabla 16-8 muestra algunos valores para ϕ. Por ejemplo, cuando $f/f_2 = 0{,}1$, 1 y 10, los ángulos de fase son los siguientes:

$$\phi = -\arctan 0{,}1 = -5{,}71°$$

$$\phi = -\arctan 1 = -45°$$

$$\phi = -\arctan 10 = -84{,}3°$$

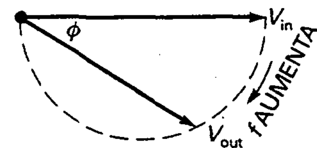


Figura 16-16. Representación fasorial de una red de retardo de fase.

Tabla 16-8. Respuesta de una red de retardo de fase

f/f_2	ϕ
0,1	−5,71°
1	−45°
10	−84,3°
100	−89,4°
1000	−89,9°

❑ Diagrama de Bode para representar fases

La Figura 16-17 representa la variación de la fase con la frecuencia en una red de retardo de fase. A frecuencias muy bajas, la fase es cero. Cuando $f = 0,1\,f_2$, la fase es aproximadamente −6°. Cuando $f = f_2$, la fase es aproximadamente −45°.

Cuando $f = 10f_2$, la fase es aproximadamente −84°. Mayores incrementos en la frecuencia producen poco cambio en la fase porque el valor límite es −90°. Como se puede observar, la fase de una red de retardo de fase está entre 0 y −90°.

Una gráfica como la de la Figura 16-17*a* es un diagrama de Bode para representar fases. Saber que el ángulo de fase es de −6° en $0,1f_2$ y de −84° en $10f_2$ es de poco valor, excepto que se quiera indicar lo próxima que está la fase de su valor límite. El diagrama asintótico de Bode de la Figura 16-17*b* es más útil en análisis preliminares. Se deben recordar los siguientes datos importantes que se subrayan en él:

1. Cuando $f = 0,1f_2$, la fase es aproximadamente cero.

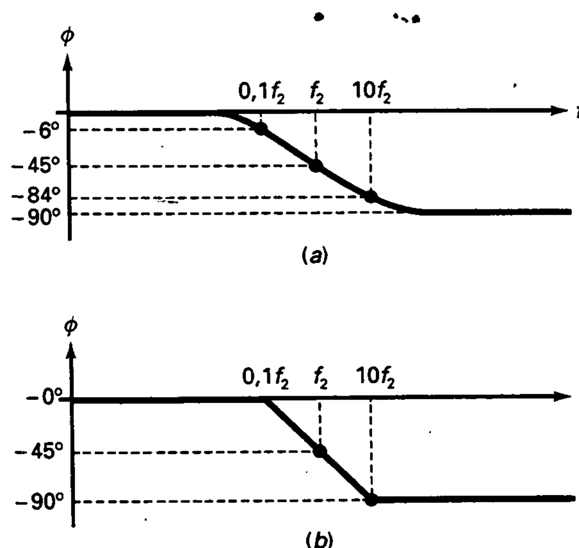


Figura 16-17. Diagrama de Bode de la fase.

2. Cuando $f = f_2$, la fase es de $-45°$.
3. Cuando $f = 10f_2$, la fase es de aproximadamente $-90°$.

Otra manera de resumir el diagrama de Bode para la fase es ésta: en la frecuencia de corte, la fase es de $-45°$. Una década por debajo de la frecuencia de corte, la fase es aproximadamente 0°; y una década por encima es de $-90°$.

EJEMPLO 16-14

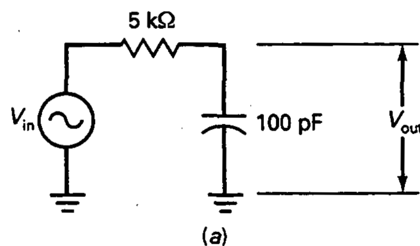
Representar el diagrama asintótico de Bode para la red de retardo de la Figura 16-18*a*.

SOLUCIÓN

Podemos calcular la frecuencia de corte mediante de la Ecuación (16-22):

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(5\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 318\ \text{kHz}$$

La Figura 16-18*b* representa el diagrama asintótico de Bode. La ganancia de tensión es 0 dB a bajas frecuencias. La respuesta en frecuencia se quiebra a 318 kHz y después cae con una pendiente de 20 dB por década.



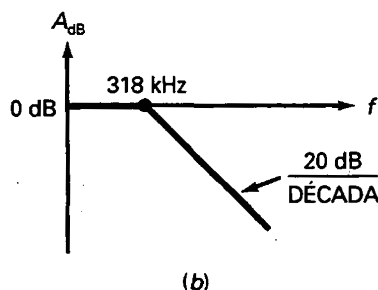


Figura 16-18. Una red de retardo de fase y su diagrama de Bode.

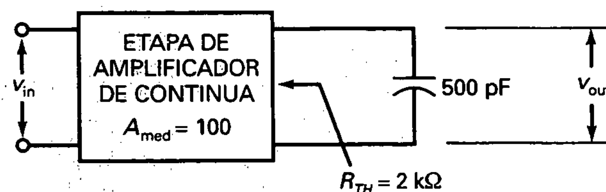
EJEMPLO 16-15

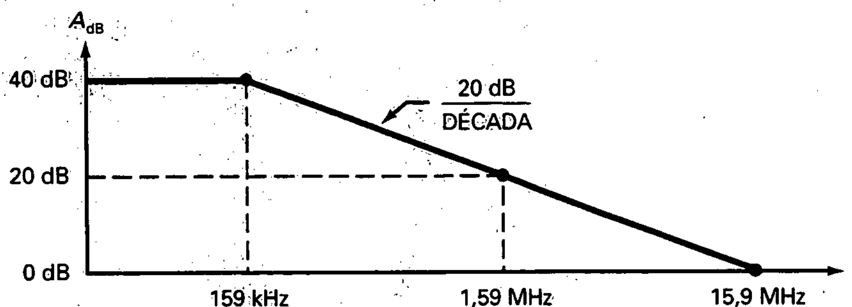
En la Figura 16-19*a*, la etapa de amplificación de continua tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100. Si la resistencia Thevenin que se ve desde el condensador de desacoplo es 2 kΩ, ¿cuál es el diagrama asintótico de Bode? Ignoramos todos los condensadores dentro de la etapa de amplificación.

SOLUCIÓN

La resistencia Thevenin y el condensador de desacoplo forman una red de retardo con una frecuencia de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(2\ \text{k}\Omega)(500\ \text{pF})} = 159\ \text{kHz}$$





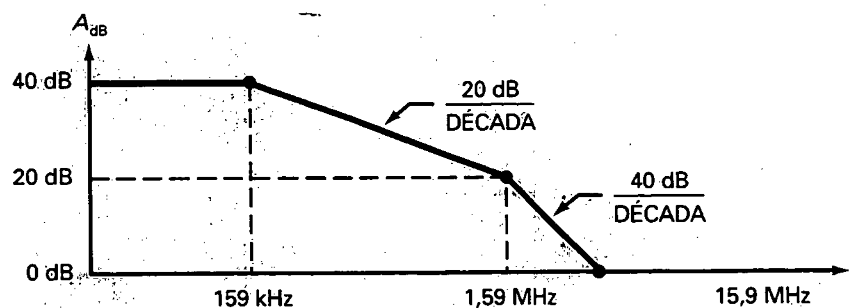


Figura 16-19. *a*) Amplificador de continua y condensador de desacoplo; *b*) diagrama asintótico de Bode; *c*) diagrama de Bode con segunda frecuencia de quiebro.

El amplificador tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100, que es equivalente a 40 dB.

La Figura 16-19*b* muestra el diagrama asintótico de Bode. La ganancia de tensión en decibelios es de 40 dB desde cero hasta la frecuencia de corte de 159 kHz. A partir de ahí, la respuesta cae con una pendiente de 20 dB por década hasta que alcanza una f_{unidad} de 15,9 MHz.

EJEMPLO 16-16

Supongamos que la etapa de amplificación de la Figura 16-19*a* tiene una red de retardo de fase interna con una frecuencia de corte de 1,59 MHz. ¿Qué efecto tendrá en el diagrama asintótico de Bode?

SOLUCIÓN

La Figura 16-19*c* representa la respuesta en frecuencia. La respuesta se quiebra a los 159 kHz, la frecuencia de corte producida por el condensador externo de 500 pF. La ganancia de tensión cae a 20 dB por década hasta la frecuencia de 1,59 MHz. En este punto, la respuesta se quiebra de nuevo debido a la frecuencia de corte de la red de retardo de fase interna. La ganancia cae entonces con una pendiente de 40 dB por década.

16-8. EL EFECTO MILLER

La Figura 16-20*a* muestra un *amplificador inversor* con una ganancia de tensión *A*. Recuérdese que un amplificador inversor produce una tensión de salida desfasada 180° respecto a la tensión de entrada.

❑ Condensador de realimentación

En la Figura 16-20*a* se representa un amplificador con un condensador entre sus terminales de entrada y de salida. Este condensador algunas veces se denomina *condensador de realimentación* debido a que la salida del amplificador se realimenta a la entrada. Un circuito como éste es difícil de analizar, ya que el condensador de realimentación afecta a los circuitos de entrada y de salida simultáneamente.

❑ Conversión del condensador de realimentación

Por fortuna, hay un método abreviado para determinar el efecto de dicho condensador. Este método se conoce como *teorema de Miller* y señala que el circuito original se puede reemplazar por el circuito equivalente de la Figura 16-20*b*. Este circuito es más fácil de analizar porque el condensador de realimentación se ha descompuesto en dos nuevas capacidades, C_{in} y C_{out}.

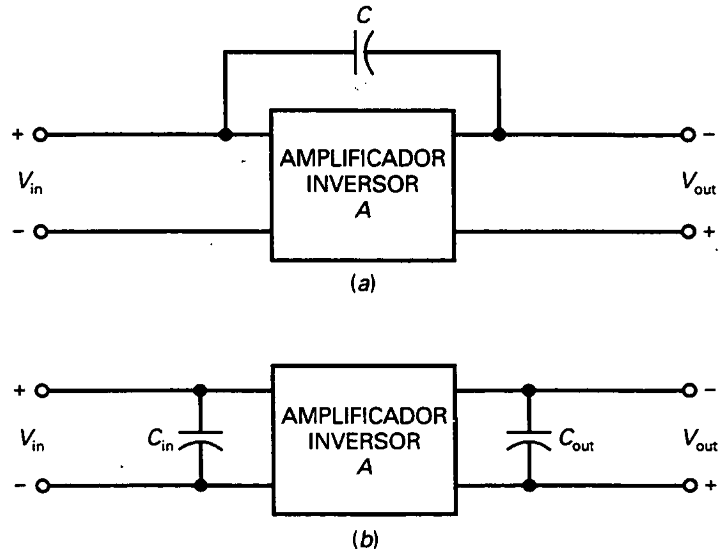


Figura 16-20. *a*) Amplificador inversor; *b*) el efecto Miller produce una capacidad grande a la entrada.

Sus valores se pueden obtener mediante procedimientos de álgebra compleja:

$$C_{in} = C(A + 1) \tag{16-26}$$

$$C_{out} = C\frac{A + 1}{A} \tag{16-27}$$

La ventaja de utilizar el teorema de Miller es que descompone el condensador en dos nuevos condensadores, uno en la entrada y otro en la salida. De esta manera se tienen dos problemas simples en vez de uno. Las Ecuaciones (16-26) y (16-27) son válidas para cualquier amplificador inversor, como el amplificador en *EC*, el amplificador en *EC* con resistencia de emisor sin desacoplar, o un amplificador operacional inversor. En estas ecuaciones, A es la ganancia de tensión en las frecuencias medias.

Normalmente, A es mucho mayor que 1, y C_{out} es aproximadamente igual a la capacidad de realimentación. Lo más sorprendente del teorema de Miller es el efecto que tiene sobre la impedancia de entrada C_{in}. Es como si la capacidad de realimentación hubiese sido amplificada para obtener una nueva capacidad que es $A+1$ veces mayor. Este fenómeno, conocido como el *efecto Miller*, tiene aplicaciones útiles porque crea condensadores artificiales o virtuales que son mucho mayores que el condensador de realimentación.

❑ Compensación de un amplificador operacional

Como se estudió en el Apartado 16-7, la mayoría de los amplificadores operacionales están compensados internamente, lo que significa que inclu-

yen un condensador de desacoplo dominante que hace caer la ganancia de tensión con una pendiente de 20 dB por década. El efecto Miller se usa para producir este condensador de desacoplo dominante.

La idea básica es la siguiente: una de las etapas del amplificador operacional tiene un condensador de realimentación como el que se muestra en la Figura 16-21*a*. Usando el teorema de Miller, se puede convertir el condensador de realimentación en los dos condensadores equivalentes que aparecen en la Figura 16-21*b*. Ahora hay dos redes de retardo de fase, una en el lado de la entrada y otra en el lado de la salida. Debido al efecto Miller, el condensador de desacoplo en el lado de entrada es mucho mayor que el condensador de desacoplo en el lado de salida. Como resultado, la red de retardo de fase de la entrada es dominante; es decir, determina la frecuencia de corte de la etapa. El condensador de desacoplo de la salida normalmente no tiene ningún efecto hasta que la frecuencia de entrada es varias décadas superior.

En un amplificador operacional típico, la red de retardo de fase de la entrada de la Figura 16-21*b* produce una frecuencia de corte dominante. La ganancia de tensión se quiebra a esta frecuencia de corte y después cae con 20 dB por década hasta que la frecuencia de entrada alcanza la frecuencia de ganancia unidad.

EJEMPLO 16-17

El amplificador de la Figura 16-22*a* tiene una ganancia de tensión de 100.000. Representar el diagrama asintótico de Bode.

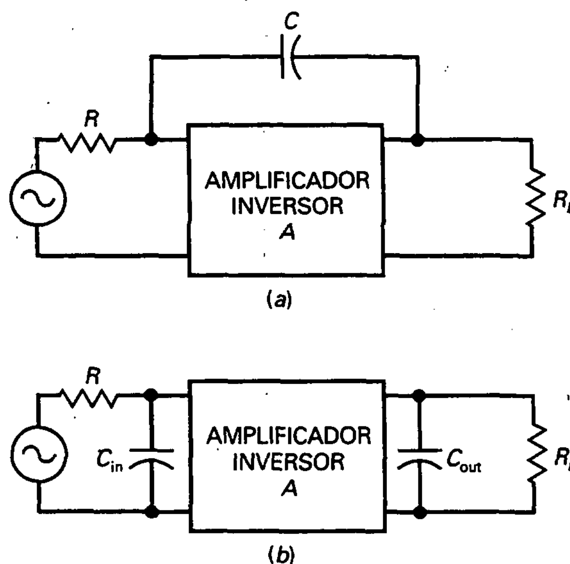


Figura 16-21. El efecto Miller produce una red de retardo de fase a la entrada.

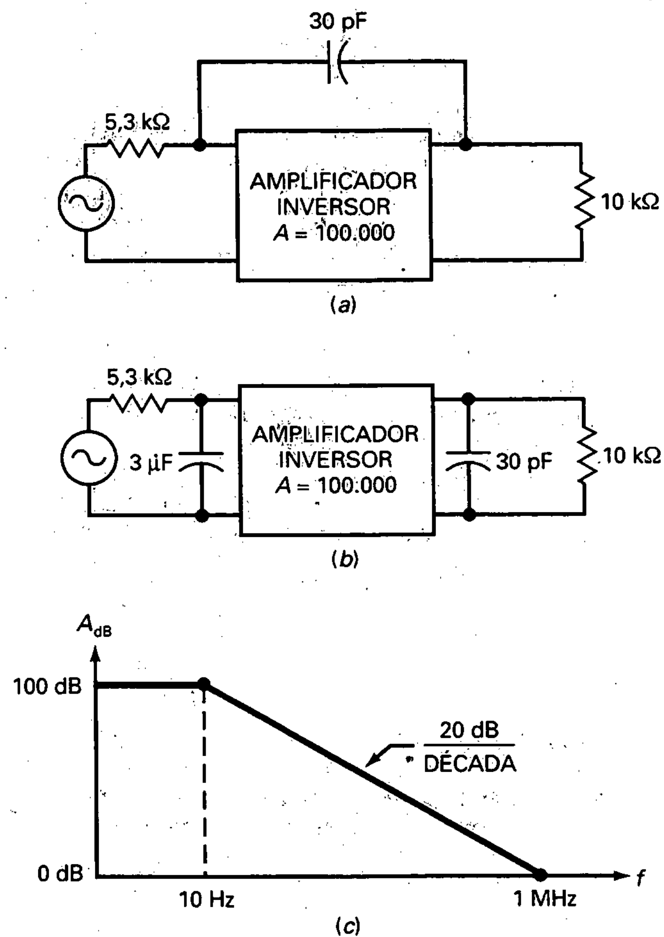


Figura 16-22. Amplificador con condensador de realimentación y su diagrama de Bode.

SOLUCIÓN

Comenzamos convirtiendo el condensador de realimentación a sus componentes Miller. Como la ganancia de tensión es mucho mayor que 1:

$$C_{in} = 100.000(30\ \text{pF}) = 3\ \mu\text{F}$$

$$C_{out} = 30\ \text{pF}$$

La Figura 16-22*b* muestra las capacidades de entrada y salida de Miller. La red de retardo de fase dominante en el lado de entrada tiene una frecuencia de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(5{,}3\ \text{k}\Omega)(3\ \mu\text{F})} = 10\ \text{Hz}$$

Como una ganancia de tensión de 100.000 es equivalente a 100 dB, se puede representar el diagrama asintótico de Bode de la Figura 16-22*c*.

16-9. RELACIÓN TIEMPO DE SUBIDA-ANCHO DE BANDA

Probar un amplificador con una onda sinusoidal consiste en excitarlo con una entrada sinusoidal y medir su tensión de salida sinusoidal. Para encontrar la frecuencia de corte superior, se varía la frecuencia de entrada hasta que la ganancia de tensión esté 3 dB por debajo de su valor en las frecuencias medias. La prueba mediante la onda sinusoidal es una aproximación común y corriente; pero la forma más simple y rápida de probar un amplificador consiste en utilizar una señal cuadrada en la entrada en lugar de una señal sinusoidal.

❑ Tiempo de subida

Dado un circuito *RC* como el de la Figura 16-23*a*, la teoría básica de circuitos nos explica qué ocurre después de cerrar el interruptor. Si el condensador está inicialmente descargado, la tensión aumenta exponencialmente hasta alcanzar la tensión de alimentación *V*. El tiempo de subida, T_R, es el que requiere la tensión del condensador para ir desde 0,1 V (el punto del 10 por 100) a 0,9 V (el punto del 90 por 100). Si se necesitan 10 μs para que la forma de onda exponencial vaya desde el punto del 10 por 100 al punto del 90 por 100, la forma de onda tiene un tiempo de subida de:

$$T_R = 10\ \mu\text{s}$$

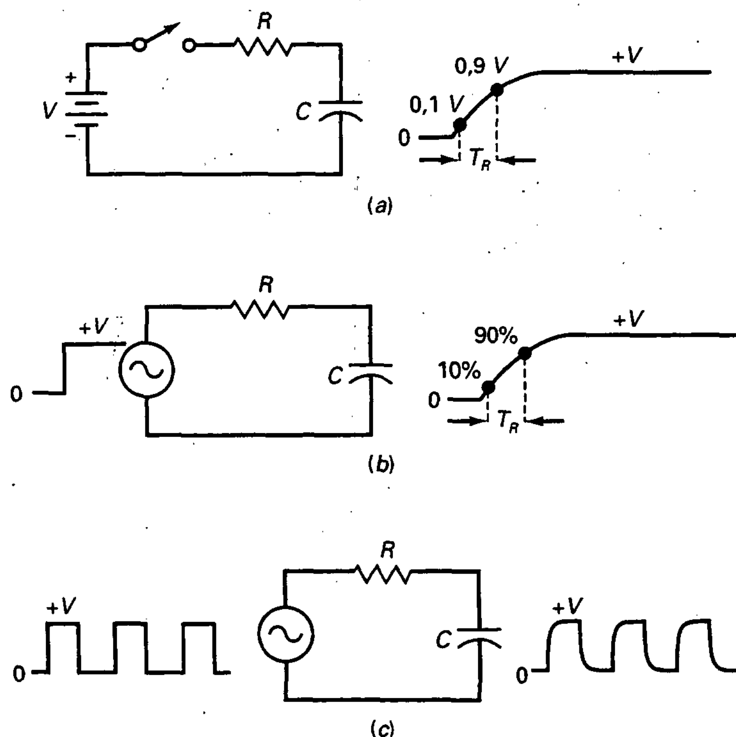


Figura 16-23. *a*) Tiempo de subida; *b*) el escalón de tensión produce una salida exponencial; *c*) prueba con onda cuadrada.

En lugar de utilizar un interruptor para aplicar la función escalón de tensión, se puede emplear un generador de señales cuadradas. Por ejemplo, la Figura 16-23*b* representa el flanco de ascenso de una señal cuadrada que excita el mismo circuito *RC* anterior. El tiempo de subida sigue siendo lo que tarda la tensión en ir desde el punto del 10 por 100 al punto del 90 por 100.

La Figura 16-23*c* muestra cómo se verían varios ciclos. La tensión de entrada cambia repentinamente de un nivel de tensión a otro. A la tensión de salida le lleva más tiempo lograr esta transición a causa del condensador de desacoplo. La tensión de salida no puede cambiar repentinamente porque el condensador tiene que cargarse y descargarse a través de la resistencia.

❑ Relación entre T_R y *RC*

Analizando la carga exponencial de un condensador es posible derivar esta ecuación para el tiempo de subida:

$$T_R = 2{,}2RC \qquad (16\text{-}28)$$

Ésta indica que el tiempo de subida es ligeramente mayor que dos veces la constante de tiempo *RC*. Por ejemplo, si *R* es igual a 10 kΩ y *C* es 50 pF, entonces:

$$RC = (10\ \text{k}\Omega)(50\ \text{pF}) = 0{,}5\ \mu\text{s}$$

El tiempo de subida de la onda de salida es igual a:

$$T_R = 2{,}2RC = 2{,}2(0{,}5\ \mu\text{s}) = 1{,}1\ \mu\text{s}$$

Las hojas de características especifican a menudo el tiempo de subida porque es útil conocer la respuesta de un escalón de tensión cuando se analizan circuitos de conmutación.

❑ Una relación importante

Como se mencionó anteriormente, un amplificador de continua generalmente tiene un circuito de desacoplo dominante que atenúa la ganancia de tensión a una razón de 20 dB por década hasta la f_{unidad}. La frecuencia del circuito de desacoplo está dada por la expresión:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Despejando,

$$RC = \frac{1}{2\pi f_2}$$

Sustituyendo en la Ecuación (16-28) y simplificando se tiene esta útil ecuación:

$$f_2 = \frac{0{,}35}{T_R} \tag{16-29}$$

Ésta es una ecuación importante porque convierte el tiempo de subida en la frecuencia de corte. Indica que se puede probar un amplificador con una señal cuadrada para encontrar la de corte. Como las pruebas con ondas cuadradas son más rápidas que con ondas sinusoidales, muchos ingenieros y técnicos utilizan la Ecuación (16-29) para encontrar la frecuencia de corte superior de un amplificador.

La Ecuación (16-29) se denomina *relación tiempo de subida-ancho de banda*. En un amplificador de continua la palabra *ancho de banda* se refiere a todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte. A menudo, se usa ancho de banda como sinónimo de *frecuencia de corte*. Si la hoja de características de un amplificador de continua indica un ancho de banda de 100 kHz, significa que la frecuencia de corte superior es igual a 100 kHz.

EJEMPLO 16-18

¿Cuál es la frecuencia de corte superior para el circuito de la Figura 16-24*a*?

SOLUCIÓN

En la Figura 16-24*a* el tiempo de subida es 1 μs. Con la Ecuación (16-29), tenemos:

$$f_2 = \frac{0{,}35}{1\ \mu s} = 350\ kHz$$

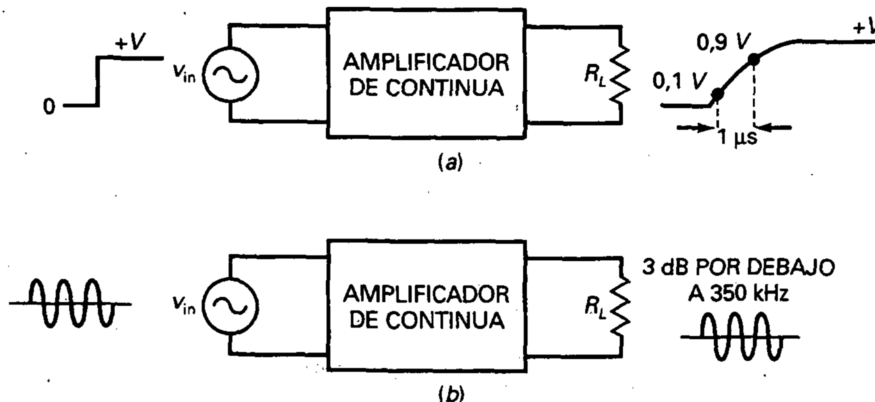


Figura 16-24. El tiempo de subida y la frecuencia de corte están relacionados.

Por tanto, el circuito de la Figura 16-24*a* tiene una frecuencia de corte superior de 350 kHz. Una afirmación equivalente es que el circuito tiene un ancho de banda de 350 kHz.

La Figura 16-24*b* ilustra el significado de las pruebas con onda sinusoidal. Si se cambia la tensión de entrada de una onda cuadrada a una onda sinusoidal, se obtendrá una salida sinusoidal. Aumentando la frecuencia de entrada, se puede encontrar la frecuencia de corte de 350 kHz. Es decir, podríamos obtener el mismo resultado mediante pruebas con onda sinusoidal, sólo que de forma más lenta que con onda cuadrada.

16-10. ANÁLISIS FRECUENCIAL DE ETAPAS BIPOLARES

Hoy día existen en el mercado una gran variedad de amplificadores operacionales con frecuencias de ganancia unidad desde 1 hasta más de 200 MHz. A causa de esto, la mayoría de los amplificadores se construyen usando amplificadores operacionales. Como los amplificadores operacionales son el corazón de los sistemas analógicos, el análisis de etapas de amplificadores discretos es menos importante de lo que era antes. La siguiente sección describe brevemente las frecuencias de corte de una etapa en *EC* con polarización por divisor de tensión.

❑ Condensador de acoplo a la entrada

Cuando se acopla una señal alterna a la entrada de una etapa de amplificación, el circuito equivalente es como el de la Figura 16-25*a*. La resistencia del generador y la resistencia de entrada de la etapa aparecen junto al condensador. Este circuito de acoplamiento tiene una frecuencia de corte de

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (16\text{-}30)$$

donde R es la suma de R_G y R_{in}. La Figura 16-25*b* representa la respuesta en frecuencia.

❑ Condensador de acoplo a la salida

La figura 16-26*a* muestra el lado de salida de una etapa bipolar. Después de aplicar el teorema de Thevenin se obtiene el circuito equivalente de la Figura 16-26*b*. Se puede usar la Ecuación (16-30) para calcular la frecuencia de corte, donde R es la suma de R_C y R_L. Si se está analizando un amplificador FET, se emplean R_D y R_L.

❑ Condensador de desacoplo de emisor

La Figura 16-27*a* muestra un amplificador en *EC*. La Figura 16-27*b*, el efecto que tiene el condensador de desacoplo de emisor en la tensión de

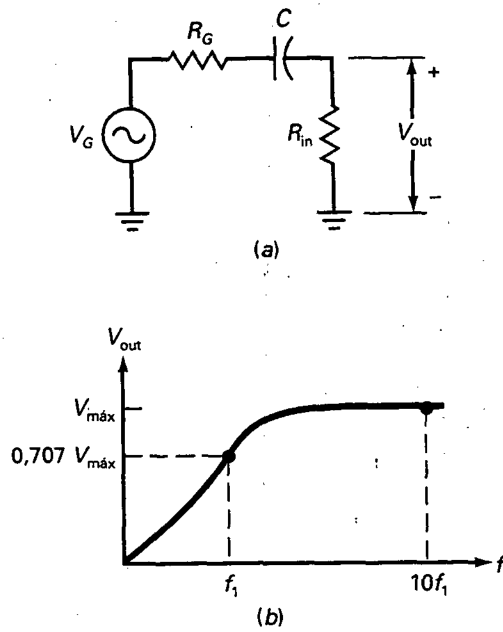


Figura 16-25. Circuito de acoplo y su respuesta en frecuencia.

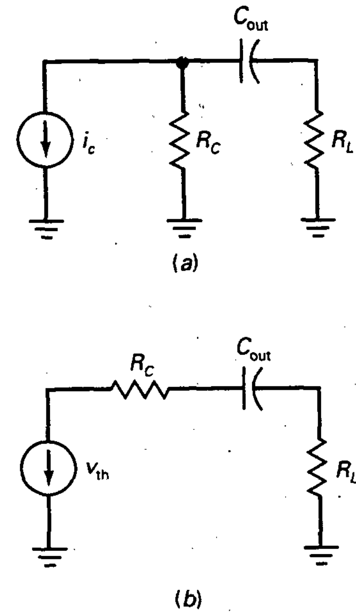


Figura 16-26. Condensador de acoplo para la salida.

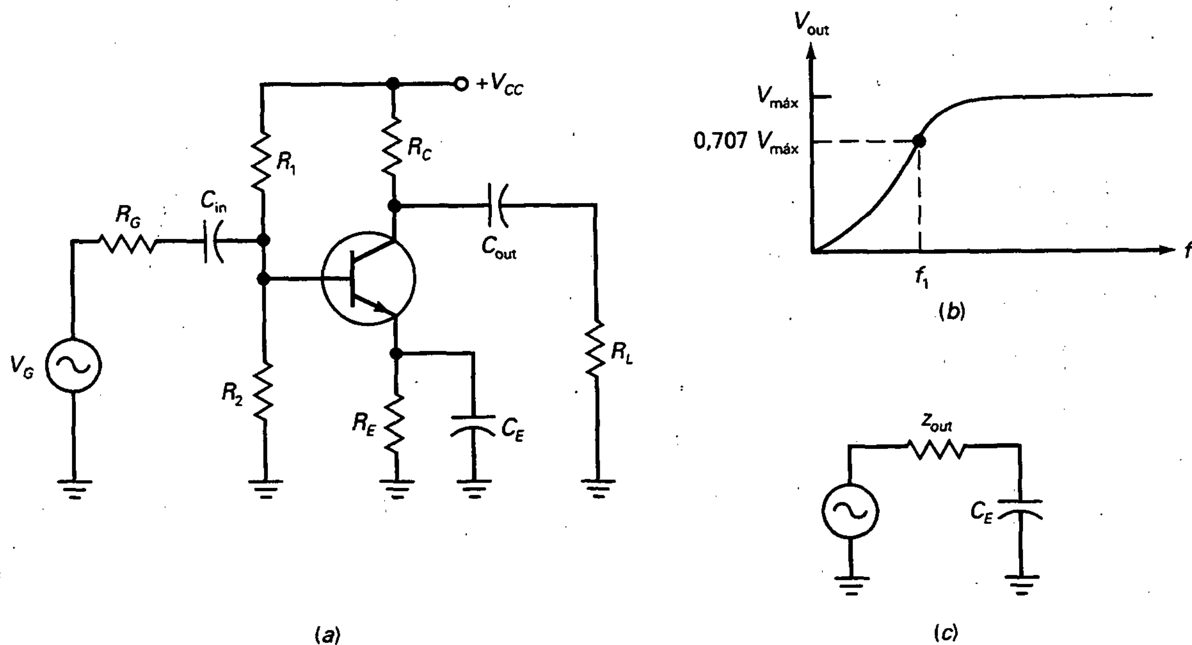


Figura 16-27. Efecto del condensador de desacoplo de emisor.

salida. El circuito Thevenin de la figura 16-27*c* es lo que se aprecia desde el condensador. La frecuencia de corte viene dada por la expresión:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi z_{out} C_E} \tag{16-31}$$

La impedancia de salida z_{out} se discutió en el Capítulo 12 y viene dada por las Ecuaciones (12-5) y (12-6).

Cada uno de los condensadores de acoplo de entrada y de salida, y el de desacoplo de emisor, producen una frecuencia de corte diferente. Normalmente una de ellas es dominante. Cuando la frecuencia decrece, la ganancia se quiebra en esta frecuencia de corte dominante. Después cae con una pendiente de 20 dB por década hasta que se quiebra de nuevo a la siguiente frecuencia de corte. Entonces cae a 40 dB por década hasta que se quiebra una tercera vez. Con frecuencias menores, la ganancia de tensión cae a 60 dB por década.

❑ Circuito de desacoplo de colector

La Figura 16-28*a* muestra una etapa en *EC* con capacidad parásita de las conexiones $C_{parásita}$. Justo a la izquierda está C'_c, un valor que normalmente

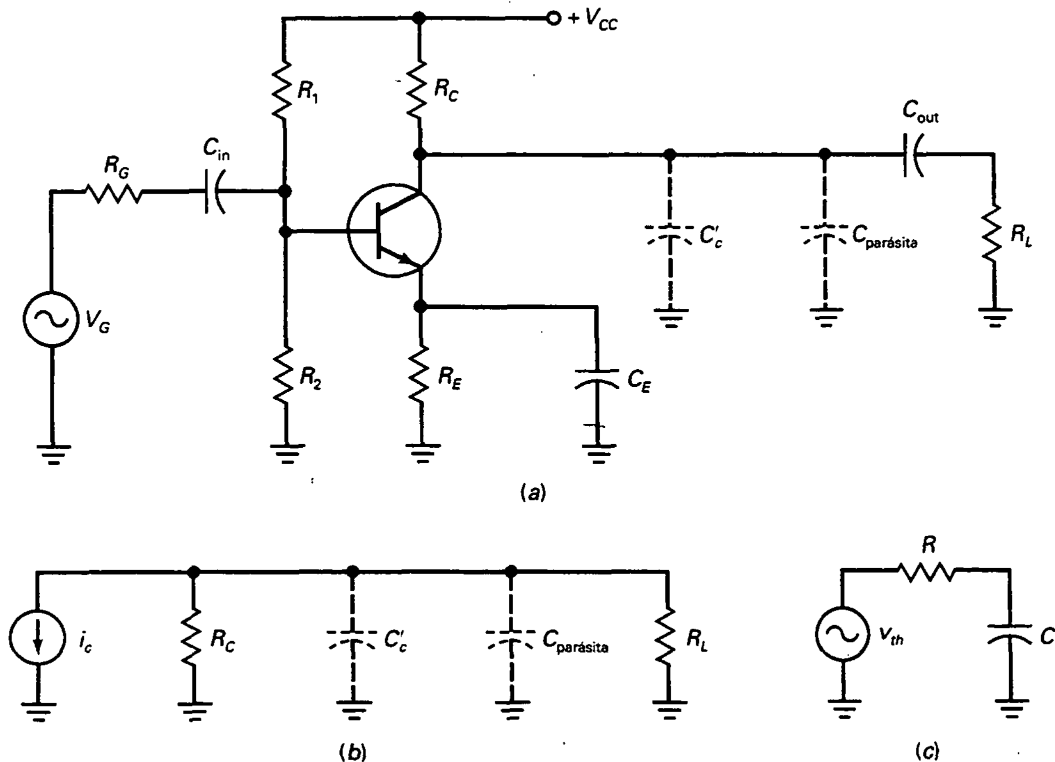


Figura 16-28. Las capacidades internas y parásitas de las conexiones producen la frecuencia de corte superior.

se especifica en la hoja de características de un transistor. Ésta es la capacidad interna entre el colector y la base. Aunque C'_c y $C_{parásita}$ son muy pequeñas, tendrán efecto cuando la frecuencia de entrada es suficientemente alta.

La Figura 16-28*b* es el circuito equivalente de alterna, y la Figura 16-28*c*, equivalente de Thevenin. La frecuencia de corte de esta red de retardo de fase es

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (16\text{-}32)$$

donde $R = R_C \| R_L$ y $C = C'_c + C_{parásita}$. Es importante mantener los cables tan cortos como sea posible al trabajar con frecuencias altas porque las capacidades parásitas de las conexiones degradan el ancho de banda al reducir la frecuencia de corte.

❑ Circuito de desacoplo de la base

El transistor tiene dos capacidades internas, C'_c y C'_e, como se representa en la figura 16-29. Como C'_c es un condensador de realimentación, es posible convertirlo en sus dos componentes. La componente de entrada de Miller aparece en paralelo con C'_e. La frecuencia de corte de este circuito de desacoplo de base viene dada por la Ecuación (16-32), donde R es la resistencia de Thevenin que ve la capacidad. La capacidad es la suma de C'_e y la componente de entrada de Miller.

El condensador de desacoplo de colector y la capacidad de entrada de Miller producen sendas frecuencias de corte. Normalmente una de ellas es dominante. Cuando la frecuencia crece, la ganancia se quiebra en estas frecuencias dominantes de corte. Después cae con una pendiente de 20 dB por década hasta que se quiebra de nuevo en la segunda frecuencia de corte. A mayores reducciones de frecuencia, la ganancia de tensión cae a 40 dB por década.

❑ Conclusión

Se han examinado brevemente algunos puntos de interés en el análisis frecuencial de una etapa de amplificación discreta. Si se hace manualmente, el

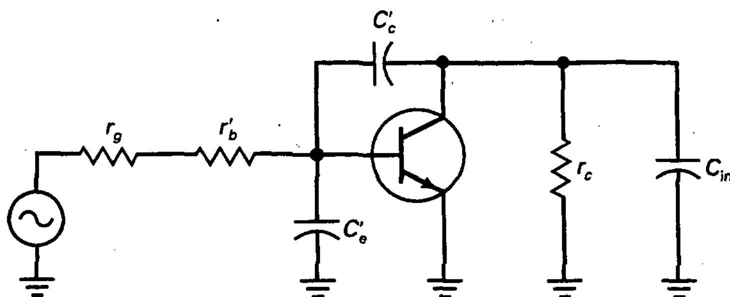


Figura 16-29. *El análisis para alta frecuencia incluye a las capacidades internas del transistor.*

análisis es tedioso y laborioso. El estudio se ha mantenido deliberadamente breve porque este tipo de análisis se hace hoy día mediante ordenadores.

Si se necesita analizar una etapa de amplificación discreta se usa el programa *Electronics Workbench* (EWB) o un simulador de circuitos equivalente. EWB carga los parámetros del transistor bipolar o del FET, cantidades como C'_c y C'_e así como parámetros relacionados con las frecuencias medias tales como β y r'_e. Es decir, EWB tiene almacenadas hojas de características de dispositivos. Por ejemplo, cuando se selecciona un 2N3904, EWB cargará todos los parámetros para el 2N3904, lo que ahorra una enorme cantidad de tiempo.

Además, se puede usar la representación gráfica de Bode en EWB para ver la respuesta en frecuencia. Con el trazador de diagramas de Bode se puede medir la ganancia de tensión en las frecuencias medias y las frecuencias de corte. En resumen, el uso de EWB es la forma más rápida y precisa de analizar la respuesta en frecuencia de un amplificador discreto, sea bipolar o FET.

16-11. EFECTOS DE LA FRECUENCIA EN CIRCUITOS DE MONTAJE SUPERFICIAL

Las capacidades e inductancias parásitas de las conexiones se convierten en un problema considerable en dispositivos discretos y circuitos integrados que funcionan por encima de los 100 kHz. Existen tres fuentes de efectos parásitos en los componentes convencionales:

1. La geometría y la estructura interna del dispositivo.
2. El diseño del circuito impreso, incluyendo la orientación de los dispositivos y las pistas conductoras.
3. Las conexiones externas del dispositivo.

El uso de componentes en montaje superficial elimina virtualmente el punto tercero de la lista, aumentando el control que tienen los ingenieros de diseño sobre los efectos de capacidades e inductancias parásitas entre los componentes de una placa de circuito.

EJEMPLO 16-19

La Figura 16-30*a* es una etapa en *EC* con 2 capacidades parásitas en el circuito de colector. Utilizar EWB para encontrar las frecuencias de corte inferior y superior.

SOLUCIÓN

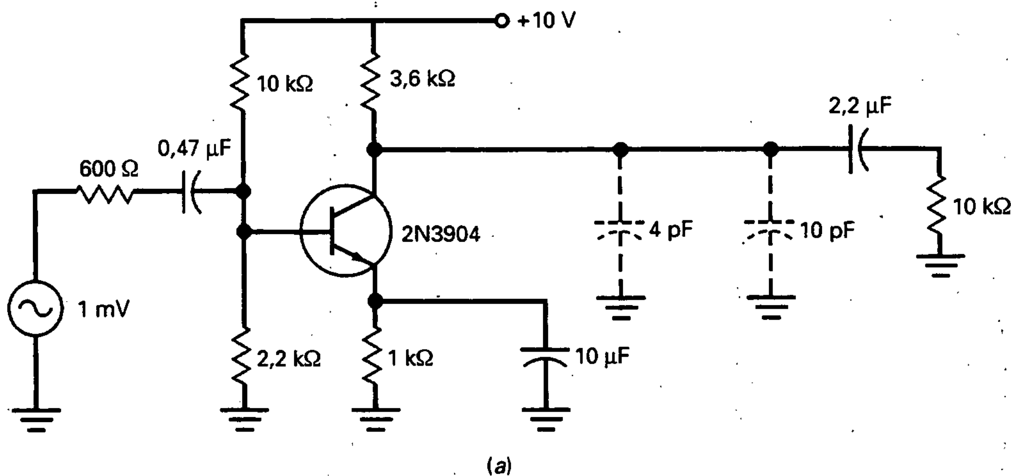
Si se construye el circuito con EWB, todos los parámetros del transistor del 2N3904 se cargan automáticamente en el ordenador. Entonces, se medirá una ganancia de tensión en decibelios en las frecuencias medias de, aproximadamente:

$$A_{dB} = 37{,}2 \text{ dB}$$

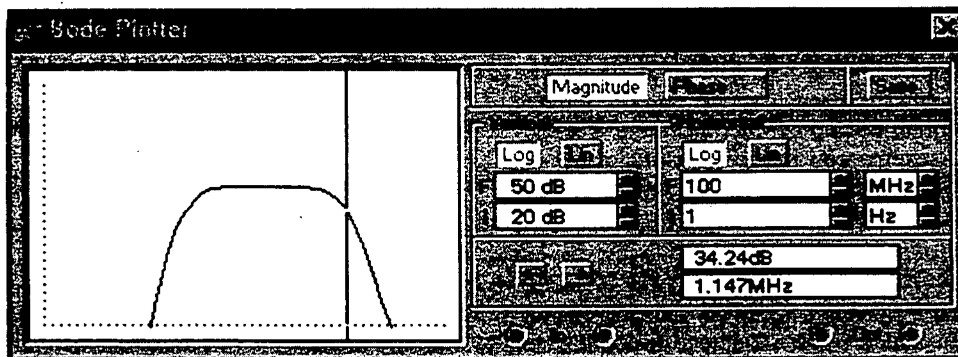
Después, se pueden conectar los terminales de entrada del trazador de diagramas de Bode a un generador de 1 mV y los terminales de salida a una resistencia de carga de 10 kΩ. Las dos frecuencias de corte medirán aproximadamente:

$$f_1 = 695 \text{ Hz}$$
$$f_2 = 1{,}147 \text{ MHz}$$

La Figura 16-30*b* representa la medida de la frecuencia de corte superior con el trazador de diagramas de Bode. Si se es hábil usando EWB, se tarda menos de cinco minutos en construir el circuito y probarlo. Un cálculo manual de ambas frecuencias de corte llevaría mucho más tiempo y sería bastante menos preciso porque el EWB usa aproximaciones de niveles superiores.



(*a*)



(*b*)

Figura 16-30. Utilización de EWB y su trazador de diagramas de Bode para analizar una etapa en *EC*.

AYUDAS AL ESTUDIO

RESUMEN

Sección 16-1. Respuesta en frecuencia de un amplificador

La respuesta en frecuencia es la curva de la ganancia de tensión en función de la frecuencia. Un amplificador de alterna tiene una frecuencia de corte inferior y otra superior. Un amplificador de continua posee sólo frecuencia de corte superior. La frecuencia de corte inferior la producen los condensadores de acoplo y desacoplo, mientras que la frecuencia de corte superior la provocan las capacidades internas del transistor y las parásitas de las conexiones.

Sección 16-2. Ganancia de potencia en decibelios

La ganancia de potencia se define como 10 veces el logaritmo en base 10 de la ganancia de potencia. Cuando la ganancia de potencia se duplica, la ganancia de potencia en decibelios se incrementa 3 dB. Cuando la ganancia de potencia se incrementa en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 10 dB.

Sección 16-3. Ganancia de tensión en decibelios

La ganancia de tensión en decibelios se define como 20 veces el logaritmo en base 10 de la ganancia de tensión. Cuando la ganancia de tensión se duplica, la de tensión en decibelios se incrementa 6 dB. Si la ganancia de tensión crece en un factor de 10, la ganancia de tensión en decibelios aumenta 20 dB. La ganancia total en decibelios de etapas en cascada es igual a la suma de las ganancias individuales en decibelios.

Sección 16-4. Adaptación de impedancias

En muchos sistemas todas las impedancias se igualan porque así se produce la máxima transferencia de potencia. En un sistema con impedancias adaptadas, la ganancia de potencia en decibelios es igual a la ganancia de tensión en decibelios.

Sección 16-5. Decibelios con referencia

Además de usar los decibelios con las ganancias de potencia y de tensión se pueden emplear decibelios con referencia. Dos referencias populares son el milivatio y el voltio. Los decibelios referidos a un milivatio se denotan como dBm y los referidos a un voltio se nombran como dBV.

Sección 16-6. Diagramas de Bode

Una octava se refiere a un cambio por un factor de 2 en la escala de frecuencias. Una década, a un cambio por un factor de 10. La curva de la ganancia de tensión en decibelios en función de la frecuencia se denomina diagrama de Bode. Los diagramas asintóticos de Bode son aproximaciones que permiten representar la respuesta en frecuencia de forma rápida y sencilla.

Sección 16-7. Más sobre diagramas de Bode

En una red de retardo de fase, la ganancia de tensión se quiebra a la frecuencia de corte superior y después cae con una pendiente de 20 dB por década, equivalente a 6 dB por octava. También se puede representar un diagrama de Bode para la fase de la ganancia en función de la frecuencia. Con una red de retardo de fase, el ángulo de fase está entre 0 y −90°.

Sección 16-8. El efecto Miller

Un condensador de realimentación entre la salida y la entrada de un amplificador inversor es equivalente a dos condensadores, uno de ellos entre los terminales de entrada y el otro entre los terminales de salida. El efecto Miller se refiere a que la capacidad de entrada es $A + 1$ veces superior a la capacidad de realimentación.

Sección 16-9. Relación tiempo de subida-ancho de banda

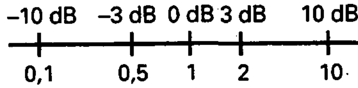
Cuando se usa un escalón de tensión como entrada de un amplificador de continua, el tiempo de subida de la salida es el tiempo transcurrido entre los puntos de valores 10 y 90 por 100 del valor máximo. La frecuencia de corte superior es igual a 0,35 dividido por el tiempo de subida. Este resultado nos ofrece una forma fácil y rápida para medir el ancho de banda de un amplificador de continua.

Sección 16-10. Análisis frecuencial de transistores bipolares

El condensador de acoplo de entrada, el de acoplo de salida y el de desacoplo de emisor producen las frecuencias de corte inferiores. El condensador de desacoplo de colector y la capacidad de entrada de Miller originan las frecuencias de corte superiores. El análisis frecuencial de etapas bipolares y FET se realiza habitualmente mediante un simulador de circuitos, como el EWB u otro equivalente.

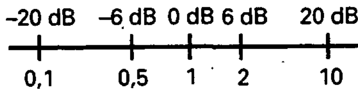
DEFINICIONES

(16-8) Ganancia de potencia en decibelios:



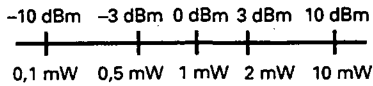
$$G_{dB} = 10 \log G$$

(16-9) Ganancia de tensión en decibelios:



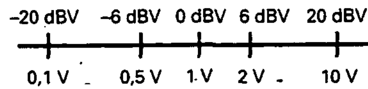
$$A_{dB} = 20 \log A$$

(16-16) Decibelios referidos a 1 mW:



$$P_{dBm} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}}$$

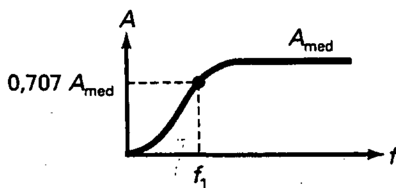
(16-18) Decibelios referidos a 1 V:



$$V_{dBV} = 20 \log V$$

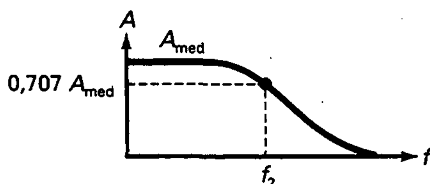
DERIVACIONES

(16-3) Por debajo de las frecuencias medias:



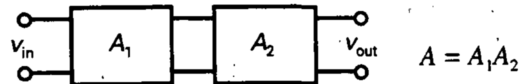
$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}}$$

(16-4) Por encima de las frecuencias medias:



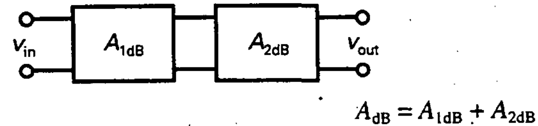
$$A = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}$$

(16-10) Ganancia total de tensión:



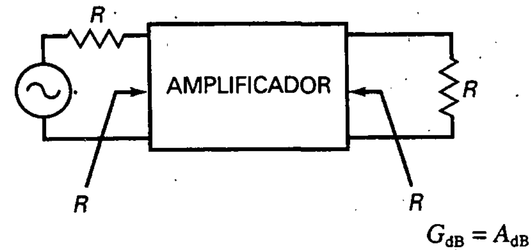
$$A = A_1 A_2$$

(16-11) Ganancia total de tensión en decibelios:



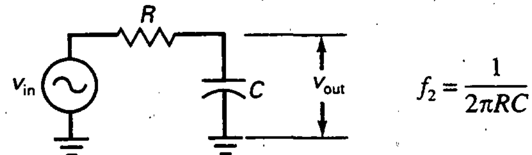
$$A_{dB} = A_{1dB} + A_{2dB}$$

(16-13) Sistema con impedancias adaptadas:



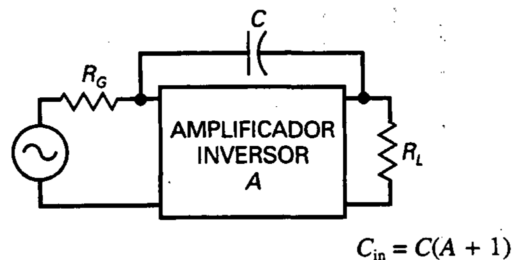
$$G_{dB} = A_{dB}$$

(16-22) Frecuencia de corte:



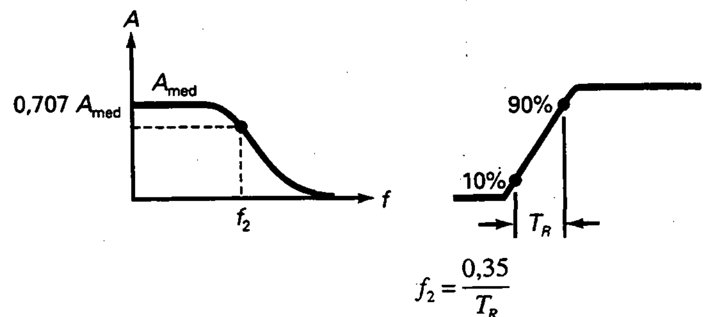
$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(16-26) Efecto Miller:



$$C_{in} = C(A + 1)$$

(16-29) Tiempo de subida-ancho de banda:



$$f_2 = \frac{0{,}35}{T_R}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. La respuesta en frecuencia es una gráfica de la ganancia de tensión en función de la
   a) Frecuencia
   b) Ganancia de potencia
   c) Tensión de entrada
   d) Tensión de salida
2. En bajas frecuencias los condensadores de acoplo provocan una disminución en
   a) La resistencia de entrada
   b) La ganancia de tensión
   c) La resistencia del generador
   d) La tensión del generador
3. La capacidad parásita de las conexiones influye en
   a) La frecuencia de corte inferior
   b) La ganancia de tensión en las frecuencias medias
   c) La frecuencia de corte superior
   d) La resistencia de entrada
4. A las frecuencias de corte inferior o superior, la ganancia de tensión es
   a) $0{,}35\ A_{med}$ c) $0{,}707\ A_{med}$
   b) $0{,}5\ A_{med}$ d) $0{,}995\ A_{med}$
5. Si la ganancia de potencia se duplica, la ganancia de potencia en decibelios se incrementa en
   a) Un factor de 2 c) 6 dB
   b) 3 dB d) 10 dB
6. Si la ganancia de tensión se duplica, la ganancia de tensión en decibelios crece en
   a) Un factor de 2 c) 6 dB
   b) 3 dB d) 10 dB
7. Si la ganancia de tensión es 10, la ganancia de tensión en decibelios vale
   a) 6 dB c) 40 dB
   b) 20 dB d) 60 dB
8. Si la ganancia de tensión es 100, la ganancia de tensión en decibelios es
   a) 6 dB c) 40 dB
   b) 20 dB d) 60 dB
9. Si la ganancia de tensión es 2.000, la ganancia de tensión en decibelios toma un valor de
   a) 40 dB c) 66 dB
   b) 46 dB d) 86 dB
10. Dos etapas tienen ganancias de 20 y 40 dB. La ganancia total de tensión en unidades naturales es
    a) 1 c) 100
    b) 10 d) 1.000
11. Dos etapas tienen ganancias de tensión de 100 y 200, respectivamente. La ganancia total de tensión en decibelios vale
    a) 46 dB c) 86 dB
    b) 66 dB d) 106 dB
12. Una frecuencia es 8 veces mayor que otra. ¿Cuántas octavas están separadas dichas frecuencias?
    a) 1 c) 3
    b) 2 d) 4
13. Si $f = 1$ MHz y $f_2 = 10$ Hz, ¿qué número de décadas representan f/f_2?
    a) 2 c) 4
    b) 3 d) 5
14. Un papel semilogarítmico significa que
    a) Un eje es lineal y el otro es logarítmico
    b) Un eje es lineal y el otro es semilogarítmico
    c) Ambos ejes son semilogarítmicos
    d) Ningún eje es lineal
15. Si se quiere mejorar la respuesta de un amplificador en altas frecuencias, ¿cuál de las siguientes opciones lo logra?
    a) Disminuir las capacidades de acoplo
    b) Incrementar la capacidad de desacoplo del emisor
    c) Acortar los cables de conexión tanto como sea posible
    d) Incrementar la resistencia del generador
16. La ganancia de tensión de un amplificador disminuye 20 dB por década después de los 20 kHz. Si la ganancia de tensión en las frecuencias medias es de 86 dB, ¿cuánto vale la ganancia de tensión en unidades naturales a 20 MHz?
    a) 20 c) 2.000
    b) 200 d) 20.000

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Esta mañana estuve grapinando (cableando) una etapa de amplificador y utilicé mucho cable. Se comprobó que la frecuencia de corte superior era mucho menor de lo que debería. ¿Tiene alguna sugerencia?
2. En mi banco de laboratorio hay un amplificador de continua, un osciloscopio y un generador de señales que puede producir ondas sinusoidales, cuadradas o triangulares. Dígame cómo determinar el ancho de banda del amplificador.

3. Sin usar la calculadora quiero que convierta una ganancia de tensión de 250 a su equivalente en decibelios.
4. Quiero que dibuje un amplificador inversor con un condensador de realimentación de 50 pF y una ganancia de tensión de 10.000. Después quiero que dibuje el diagrama asintótico de Bode para la red de retardo de fase de la entrada.
5. Suponga que el panel frontal de su osciloscopio indica que el amplificador vertical tiene un tiempo de subida de 7 ns. ¿Qué dice esto sobre el ancho de banda del instrumento?
6. ¿Cómo mediría el ancho de banda de un amplificador de continua?
7. ¿Por qué la ganancia de tensión en decibelios usa un factor de 20 pero la ganancia de potencia usa un factor de 10?
8. ¿Por qué es importante la adaptación de impedancias en algunos sistemas?
9. ¿Cuál es la diferencia entre dB y dBm?
10. ¿Por qué se denomina así un amplificador de continua?
11. Un ingeniero de una estación de radio necesita comprobar la ganancia de tensión sobre varias décadas. ¿Qué tipo de papel gráfico sería más útil en esta situación?
12. ¿Ha oído hablar alguna vez de *Electronics Workbench* (EWB)? Si es así, ¿qué es?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 16-1. Respuesta en frecuencia de un amplificador

16-1. Un amplificador tiene una tensión en frecuencias medias de 1.000. Si sus frecuencias de corte son f_1 = 100 Hz y f_2 = 100 kHz, ¿cómo es la respuesta en frecuencia? ¿Cuál es la ganancia de tensión si la frecuencia de entrada es 20 Hz? ¿Y si es 300 kHz?

16-2. Supóngase que un amplificador operacional tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 500.000. Si la frecuencia de corte superior es de 15 Hz, ¿cómo es la respuesta en frecuencia?

16-3. Un amplificador de continua tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100. Si la frecuencia de corte superior es 10 kHz, ¿cuál es la ganancia de tensión para cada una de las siguientes frecuencias de entrada: 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz y 1 MHz?

Sección 16-2. Ganancia de potencia en decibelios

16-4. Calcule la ganancia de potencia en decibelios para G = 3, 6, 12 y 24.

16-5. Calcule la ganancia de potencia en decibelios para G = 0,4, 0,2, 0,1 y 0,05.

16-6. Halle la ganancia de potencia en decibelios para G = 2, 20, 200 y 2.000

16-7. Calcule la ganancia de potencia en decibelios para G = 0,6, 0,06 y 0,006.

Sección 16-3. Ganancia de tensión en decibelios

16-8. ¿Cuál es la ganancia total de tensión en la Figura 16-31*a*? Convierta la respuesta a decibelios.

16-9. Convierta a decibelios cada ganancia de etapa de la Figura 16-31*a*.

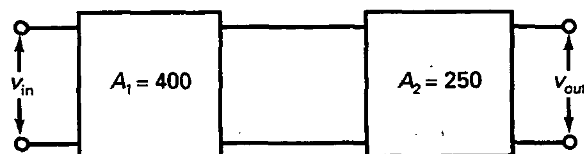
16-10. ¿Cuál es la ganancia total de tensión en decibelios en la Figura 16-31*b*? Convierta el resultado a tensión en unidades naturales.

16-11. ¿Cuál es la ganancia de tensión en unidades naturales para cada etapa en la Figura 16-31*b*?

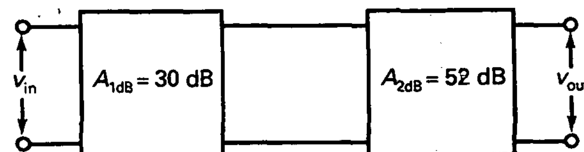
16-12. ¿Cuál es la ganancia de tensión en decibelios de un amplificador si tiene una ganancia de tensión en unidades naturales de 100.000?

16-13. La hoja de características de un LM380, un amplificador de potencia para audio, indica una ganancia de tensión en decibelios de 34 dB. Convierta esto a ganancia de tensión en unidades naturales.

16-14. Un amplificador de dos etapas tiene las siguientes ganancias: A_1 = 25,8 y A_2 = 117. ¿Cuál es la ganancia de tensión en decibelios para cada etapa? ¿Y la ganancia total de tensión en decibelios?



(*a*)



(*b*)

Figura 16-31

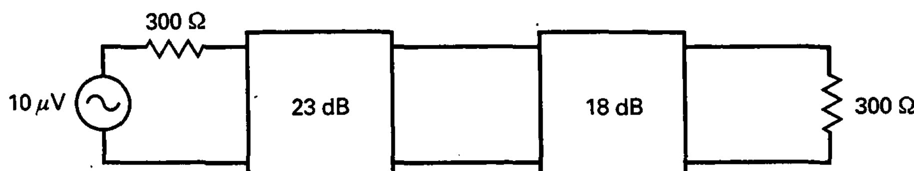


Figura 16-32

Sección 16-4. Adaptación de impedancias

16-15. Si la Figura 16-32 es un sistema con impedancias adaptadas, ¿cuál es la ganancia total de tensión en decibelios? ¿Y la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa?

16-16. Si las etapas de la Figura 16-32 tienen sus impedancias adaptadas, ¿cuál es la impedancia de la carga? ¿Y la potencia en la carga?

Sección 16-5. Decibelios con referencia

16-17. Si la potencia de salida de un preamplificador es de 16 dBm, ¿cuánta potencia es en milivatios?

16-18. ¿Cuánta potencia de salida tiene un amplificador cuando su salida es −16 dBV?

16-19. Convierta las siguientes potencias a dBm: 25 mW, 93,5 mW y 4,87 W.

16-20. Convierta las siguientes tensiones a dBV: 1 μV, 34,8 mV, 12,9 V y 345 V.

Sección 16-6. Diagramas de Bode

16-21. La hoja de características de un amplificador operacional indica una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 200.000, una frecuencia de corte de 10 Hz y una pendiente de caída de 20 dB por década. Dibuje el diagrama asintótico de Bode. ¿Cuál es la ganancia de tensión a 1 MHz?

16-22. El LF351 es un amplificador operacional con una ganancia de tensión de 316.000, una frecuencia de corte de 40 Hz y una pendiente de caída de 20 dB por década. Dibuje el diagrama asintótico de Bode.

Sección 16-7. Más sobre diagramas de Bode

16-23. Dibuje el diagrama asintótico de Bode para la red de retardo de fase de la Figura 16-33*a*.

16-24. Dibuje el diagrama asintótico de Bode para la red de retardo de fase de la Figura 16-33*b*.

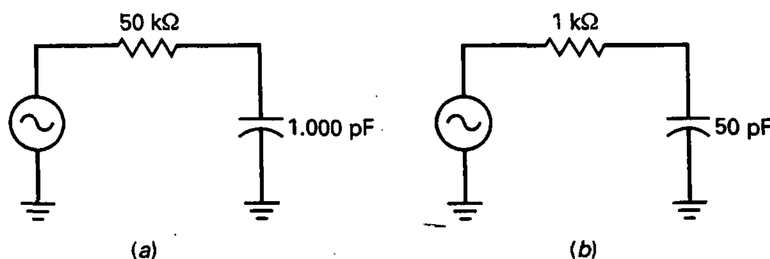


Figura 16-33

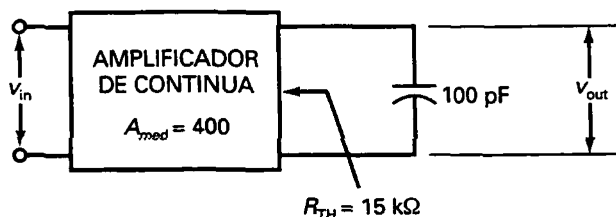


Figura 16-34

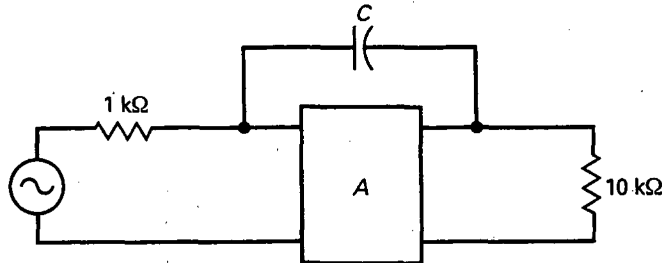


Figura 16-35

16-25. ¿Cuál es el diagrama asintótico de Bode para la etapa de la Figura 16-34?

Sección 16-8. El efecto Miller

16-26. ¿Cuál es la capacidad de entrada de Miller en la Figura 16-35 si C es igual a 10 pF y A = 200.000?

16-27. Dibuje el diagrama asintótico de Bode para la red de retardo de fase de entrada de la Figura 16-35 con A = 250.000 y C = 15 pF.

16-28. Si el condensador de realimentación de la Figura 16-35 es 50 pF, ¿cuál es la capacidad de entrada de Miller cuando A = 200.000?

16-29. *Dibuje el diagrama asintótico de Bode para la* Figura 16-35 con la capacidad de realimentación de 100 pF y una ganancia de tensión de 150.000.

Sección 16-9. Relación tiempo de subida-ancho de banda

16-30. Un amplificador tiene la respuesta a escalón representada en la Figura 16-36*a*. ¿Cuál es su frecuencia de corte superior?

16-31. ¿Cuál es el ancho de banda de un amplificador si el tiempo de subida es 0,25 μs?

16-32. La frecuencia de corte superior de un amplificador es 100 kHz. Si se prueba con una onda cuadrada, ¿cuál será el tiempo de subida de la salida del amplificador?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

16-33. En la Figura 16-37*a*, ¿cuál es la ganancia de tensión en decibelios cuando f = 20 kHz? ¿Y cuando f = 44,4 kHz?

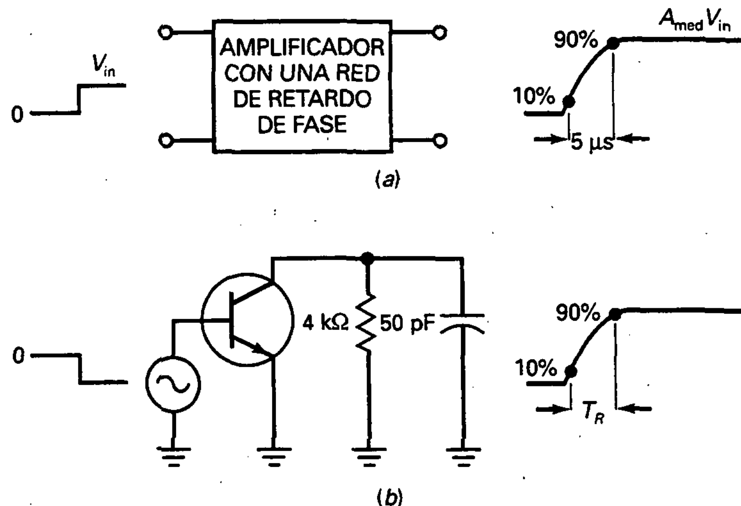


Figura 16-36

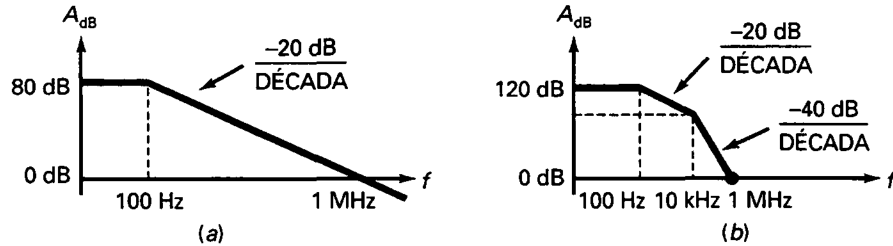


Figura 16-37

16-34. En la Figura 16-37*b*, ¿cuál es la ganancia de tensión en decibelios cuando $f = 100$ kHz?

16-35. El amplificador de la Figura 16-36*a* tiene una ganancia de tensión en las frecuencias medias de 100. Si la tensión de entrada es un escalón de 20 mV, ¿cuál es la tensión de salida en el punto del 10 por 100? ¿Y en el punto del 90 por 100?

16-36. La Figura 16-36*b* es un circuito equivalente. ¿Cuál es el tiempo de subida de la tensión de salida?

16-37. Tiene dos hojas de características para amplificadores. La primera indica una frecuencia de corte de 1 MHz. La segunda indica un tiempo de subida de 1 μs. ¿Qué amplificador tiene un mayor ancho de banda?

CAPÍTULO 17

Amplificadores diferenciales

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Realizar un análisis en continua de un amplificador diferencial.
- ➤ Llevar a cabo un análisis en alterna de un amplificador diferencial.
- ➤ Definir corriente de polarización de entrada, corriente de offset de entrada y tensión de offset de entrada.
- ➤ Explicar la ganancia en modo común y la relación de rechazo en modo común.
- ➤ Describir cómo se fabrican los circuitos integrados.
- ➤ Aplicar el teorema de Thevenin a un amplificador diferencial con carga.

VOCABULARIO

- aislamiento de zona de deplexión
- amplificador diferencial
- amplificador operacional (op amp)
- CI monolíticos
- capa epitaxial
- cargas con terminal único
- chip
- circuitos de anulación
- circuito integrado (CI)
- corriente de offset de entrada
- corriente de polarización
- corriente de polarización de entrada
- diodo de compensación
- entrada diferencial
- entrada inversora
- entrada no inversora
- espejo de corriente
- integración a escala ultra-grande (ULSI)
- integración a gran escala (LSI)
- integración a media escala (MSI)
- integración a muy gran escala (VLSI)
- integración a pequeña escala
- oblea
- pasivación
- relación de rechazo al modo común (CMRR)
- salida diferencial
- señal en modo común
- tensión de offset de entrada

El término amplificador operacional (op amp) se refiere a un amplificador que realiza operaciones matemáticas. Históricamente, los primeros amplificadores operacionales se utilizaron en computadoras analógicas, en las que realizaban sumas, restas, multiplicaciones, etc. Entonces, los op amps se fabricaban como circuitos discretos. Hoy día, la mayoría de los amplificadores operacionales son circuitos integrados (CI).

El op amp típico es un amplificador de continua con ganancia de tensión muy grande, impedancia de entrada muy alta e impedancia de salida muy pequeña. La frecuencia de ganancia unidad puede ir desde 1 a más de 20 MHz. Un op amp en CI es un bloque funcional con terminales externos (o pins). Conectando estos terminales a fuentes de tensión y a unos cuantos componentes se pueden construir rápidamente todo tipo de circuitos útiles.

17-1. EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Transistores, diodos y resistencias son los únicos componentes prácticos en los CI típicos. También se pueden usar condensadores, pero normalmente son de valor pequeño, menores de 50 pF. Ésta es la razón por la que los diseñadores de CI no pueden usar condensadores de acoplo y de desacoplo de la misma forma que lo hacen para circuitos discretos. Así, para CI, se emplea el acoplamiento directo entre etapas y se elimina también el condensador de desacoplo de emisor, teniendo cuidado de no perder demasiada ganancia de tensión.

El circuito clave para lograrlo es el *amplificador diferencial.* El diseño de este circuito es extremadamente inteligente porque elimina la necesidad del condensador de desacoplo de emisor. Por esto y por otras razones, el amplificador diferencial se utiliza como etapa de entrada en casi todos los op amp integrados.

❑ Entrada y salida diferenciales

La Figura 17-1 representa un amplificador diferencial. Consiste en dos etapas en EC en paralelo con una resistencia de emisor común. Aunque tiene dos tensiones de entrada (v_1 y v_2) y dos tensiones de colector (v_{c1} y v_{c2}), el circuito total se considera como una sola etapa. Como no hay condensadores de acoplo o desacoplo, no existe frecuencia de corte inferior.

La tensión alterna de salida v_{out} se define como la tensión entre los colectores con la polaridad que se indica en la Figura 17-1:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} \qquad (17\text{-}1)$$

Esta tensión se denomina **salida diferencial** porque *combina las dos tensiones alternas de colector en una tensión que es igual a la diferencia de las tensiones de colector.*

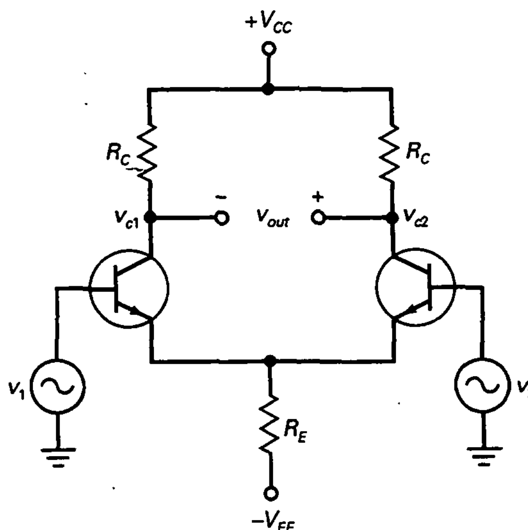


Figura 17-1. Entrada diferencial y salida diferencial.

(*Nota:* Se usarán letras minúsculas para v_{out}, v_{c1} y v_{c2} porque son tensiones alternas que incluyen la tensión a cero hercios [0 Hz] como un caso particular.)

Idealmente, el circuito tiene idénticos transistores y resistencias de colector. Con esta simetría perfecta, v_{out} es cero cuando las dos tensiones de entrada son iguales. Cuando v_1 es mayor que v_2, la tensión de salida tiene la polaridad que se muestra en la Figura 17-1. Cuando v_2 es mayor que v_1, la tensión de salida se invierte y tiene la polaridad opuesta.

El amplificador diferencial de la Figura 17-1 tiene dos entradas separadas. La entrada v_1 se denomina *entrada no inversora* porque v_{out} está en fase con v_1. Por otro lado, v_2 se denomina la *entrada inversora*, porque v_{out} está desfasada 180° con respecto a v_2. En algunas aplicaciones sólo se utiliza la entrada no inversora y la inversora se pone a masa. En otras aplicaciones sucede lo contrario.

Cuando ambas entradas están presentes, la entrada total se denomina *entrada diferencial* porque la tensión de salida es igual a la ganancia de tensión multiplicada por la diferencia entre las dos tensiones de entrada. La ecuación para la tensión de salida es:

$$v_{out} = A(v_1 - v_2) \quad (17\text{-}2)$$

donde A es la ganancia de tensión. En el Apartado 17-3 se obtendrá la ecuación para la ganancia de tensión.

❑ Terminal de salida único

Una salida diferencial como la de la Figura 17-1 necesita una carga flotante porque ningún extremo de la carga puede estar conectado a masa. Esto es un inconveniente en muchas aplicaciones, ya que las cargas tienen normalmente un único terminal, es decir, el otro está conectado a masa.

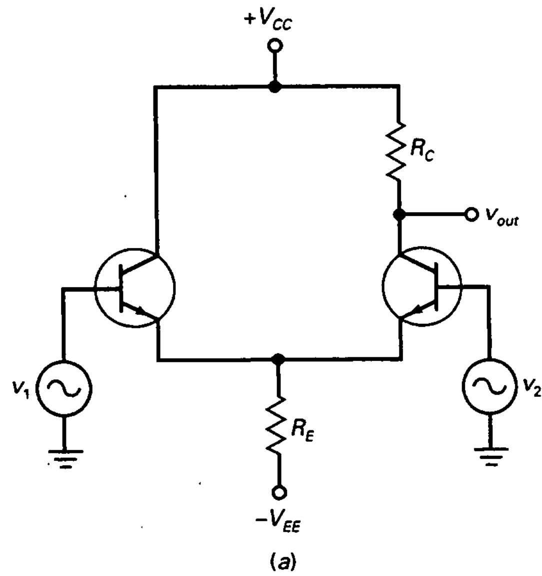
La Figura 17-2 representa uno de los esquemas más utilizados para un amplificador diferencial. Tiene muchas aplicaciones porque puede alimentar cargas de un terminal, como etapas en EC, seguidores de emisor y otros circuitos. Como se puede observar, la señal alterna de salida se toma del colector de la parte derecha. La resistencia de colector de la parte izquierda se ha eliminado porque no cumple ninguna función.

Debido a que la entrada es diferencial, la tensión alterna de salida todavía está determinada por $A(v_1 - v_2)$. Sin embargo, con un único terminal de salida, la ganancia de tensión es la mitad de lo que era con salida diferencial. Se obtiene sólo la mitad de la ganancia de tensión porque la salida se toma sólo de un colector.

La Figura 17-2*b* muestra el símbolo de diagrama de bloques para un amplificador diferencial con entrada diferencial y salida única. Se usa el mismo símbolo para un amplificador operacional. El signo más (+) representa la entrada no inversora y el signo menos (–) la entrada inversora.

❑ Configuraciones con entrada no inversora

A menudo sólo está activa una de las dos entradas y la otra está a masa, como se representa en la Figura 17-3*a*. Esta configuración tiene una entrada



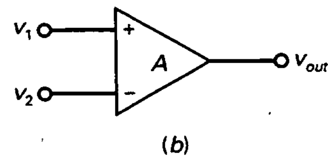


Figura 17-2. *a*) Entrada diferencial y salida de un terminal; *b*) símbolo para diagrama de bloques.

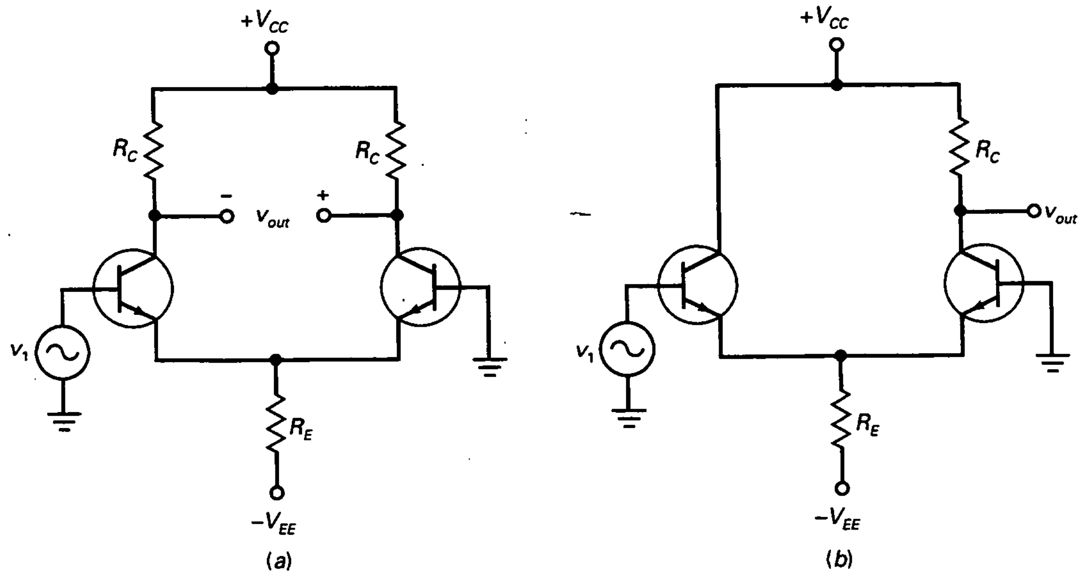


Figura 17-3. *a*) Entrada no inversora y salida diferencial; *b*) entrada no inversora y salida de un terminal.

no inversora y una salida diferencial. Como $v_2 = 0$, la Ecuación (17-2) resulta en:

$$v_{out} = -Av_1 \tag{17-3}$$

La Figura 17-3*b* señala otra configuración para el amplificador diferencial. Ésta posee una entrada no inversora y salida de un terminal. Como v_{out} es la tensión alterna de salida, la Ecuación (17-3) todavía es válida, pero la ganancia de tensión valdrá la mitad porque la salida se toma sólo de un lado del amplificador diferencial.

❑ Configuraciones con entrada inversora

En algunas aplicaciones v_2 es la entrada activa y v_1 es la entrada conectada a masa, como aparece en la Figura 17-4*a*. En este caso, la Ecuación (17-2) se simplifica a:

$$v_{out} = -Av_2 \tag{17-4}$$

El signo menos en la Ecuación (17-4) indica inversión de fase.

La Figura 17-4*b* representa la última configuración que se va a explicar. Aquí se usa la entrada inversora y salida de un terminal. En este caso, la tensión alterna de salida viene dada también por la expresión anterior.

❑ Conclusión

La Tabla 17-1 resume las cuatro configuraciones básicas de un amplificador diferencial. El caso general tiene una entrada diferencial y una salida dife-

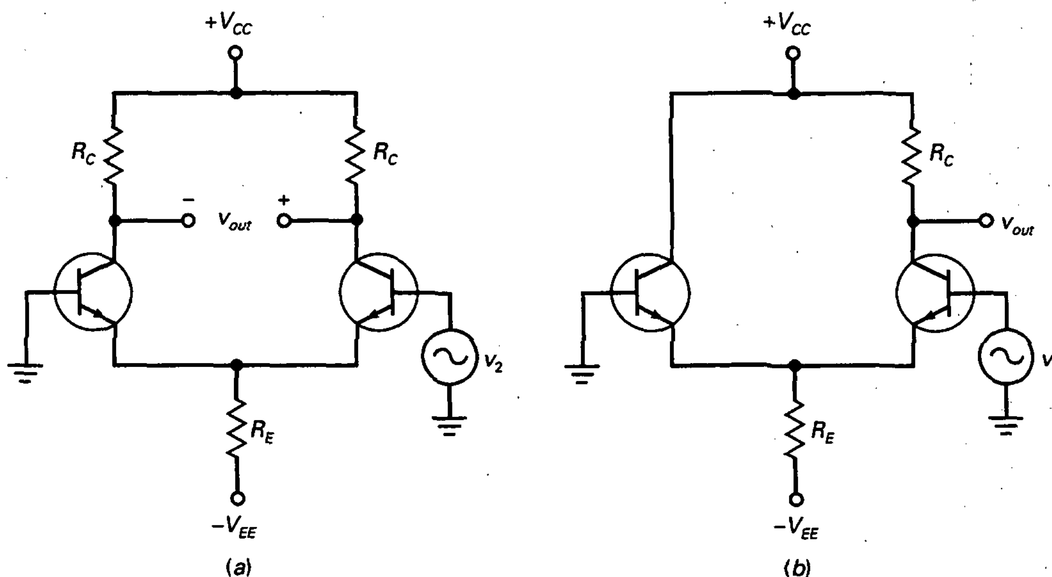


Figura 17-4. *a*) Entrada inversora y salida diferencial; *b*) entrada inversora y salida de un terminal.

Tabla 17-1. Configuraciones del amplificador diferencial

Entrada	Salida	v_{in}	v_{out}
Diferencial	Diferencial	$v_1 - v_2$	$v_{c2} - v_{c1}$
Diferencial	Terminal único	$v_1 - v_2$	v_{c2}
Terminal único	Diferencial	v_1 o v_2	$v_{c2} - v_{c1}$
Terminal único	Terminal único	v_1 o v_2	v_{c2}

rencial. El resto de los casos son subconjuntos del caso general. Por ejemplo, para obtener el funcionamiento con una sola entrada, se usa una de ellas y la otra se conecta a masa. En este caso se puede utilizar tanto la entrada inversora v_2 como la no inversora v_1.

17-2. ANÁLISIS EN CONTINUA DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

La Figura 17-5*a* representa el circuito equivalente de continua para un amplificador diferencial. A lo largo de esta sección se supondrá que los transistores son idénticos y las resistencias de colector también. En este análisis preliminar también se supondrá que las bases están conectadas a masa.

El tipo de polarización utilizada aquí debería resultar familiar. Es casi idéntica a la polarización de emisor con dos fuentes de alimentación (PEDF) que se estudió en el Capítulo 8. Si se recuerda, la mayor parte de la tensión de alimentación negativa en un circuito PEDF aparece a través de la resistencia de emisor, lo que fija una corriente de emisor.

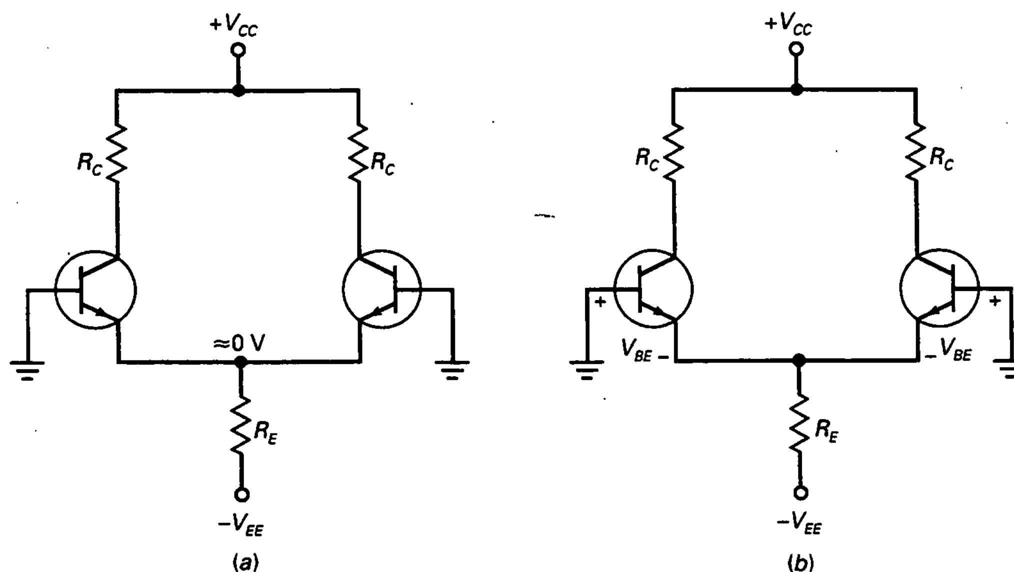


Figura 17-5. *a*) Análisis ideal para continua; *b*) segunda aproximación.

❑ Análisis ideal

La corriente a través de la resistencia común de emisor, R_E, se denomina *corriente de polarización*. Si se ignora la caída de tensión V_{BE} a través de los diodos de emisor de la Figura 17-5a, entonces la parte superior de la resistencia de emisor es idealmente una masa para continua. En este caso toda la tensión V_{EE} se genera a través de R_E y la corriente de polarización es:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \quad (17\text{-}5)$$

Esta ecuación es suficiente para detectar averías y para análisis preliminares porque nos lleva rápidamente al punto de interés: casi toda la tensión de alimentación de emisor aparece a través de la resistencia de emisor.

Cuando las dos mitades de la Figura 17-5*a* están perfectamente igualadas, la corriente de polarización se dividirá por igual; por tanto, cada transistor tiene una corriente de emisor de :

$$I_E = \frac{I_T}{2} \quad (17\text{-}6)$$

La tensión continua en cada colector viene dada por la siguiente ecuación, ya familiar:

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (17\text{-}7)$$

❑ Segunda aproximación

Se puede mejorar el análisis de continua incluyendo la caída de tensión V_{BE} a través de cada diodo emisor. En la Figura 17-5*b* la tensión en la parte superior de la resistencia de emisor es un V_{BE} por debajo de masa. Así, la corriente de polarización vale:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \quad (17\text{-}8)$$

donde $V_{BE} = 0{,}7$ V para transistores de silicio.

❑ Efecto de las resistencias de base en la corriente de polarización

En la Figura 17-5*b* ambas bases se conectaron a masa por simplicidad. Cuando se usan, las resistencias de base tienen un efecto despreciable en la corriente de polarización si el amplificador diferencial está bien diseñado. Esto es así porque la ecuación para la corriente de polarización incluyendo las resistencias de base es:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/2\beta_{dc}}$$

En cualquier diseño práctico, $R_B/2\beta_{dc}$ es menor que un 1 por 100 de R_E. Por eso se prefiere utilizar las Ecuaciones (17-5) o (17-8) para calcular la corriente de polarización.

Aunque las resistencias de base tienen un efecto despreciable en la corriente de polarización, pueden producir tensiones de entrada erróneas cuando las dos mitades del amplificador diferencial no son perfectamente simétricas. Se discutirán estas tensiones de entrada erróneas en una sección posterior.

EJEMPLO 17-1

¿Cuáles son las corrientes y tensiones ideales en la Figura 17-6*a*?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (17-5), la corriente de polarización es:

$$I_T = \frac{15\text{ V}}{7{,}5\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

Cada corriente de emisor es la mitad de la corriente de polarización:

$$I_E = \frac{2\text{ mA}}{2} = 1\text{ mA}$$

Cada colector tiene una tensión de polarización de aproximadamente:

$$V_C = 15\text{ V} - (1\text{ mA})(5\text{ k}\Omega) = 10\text{ V}$$

La Figura 17-6*b* muestra las tensiones de continua y la Figura 17-6*c* presenta las corrientes. (*Nota:* La punta de flecha estándar indica el flujo convencional y la punta de flecha triangular indica flujo de electrones.)

EJEMPLO 17-2

Vuelva a calcular las corrientes y tensiones para la Figura 17-6*a* usando la segunda aproximación.

SOLUCIÓN

La corriente de polarización es:

$$I_T = \frac{15\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{7{,}5\text{ k}\Omega} = 1{,}91\text{ mA}$$

Cada corriente de emisor es la mitad de la corriente de polarización:

$$I_E = \frac{1{,}91\text{ mA}}{2} = 0{,}955\text{ mA}$$

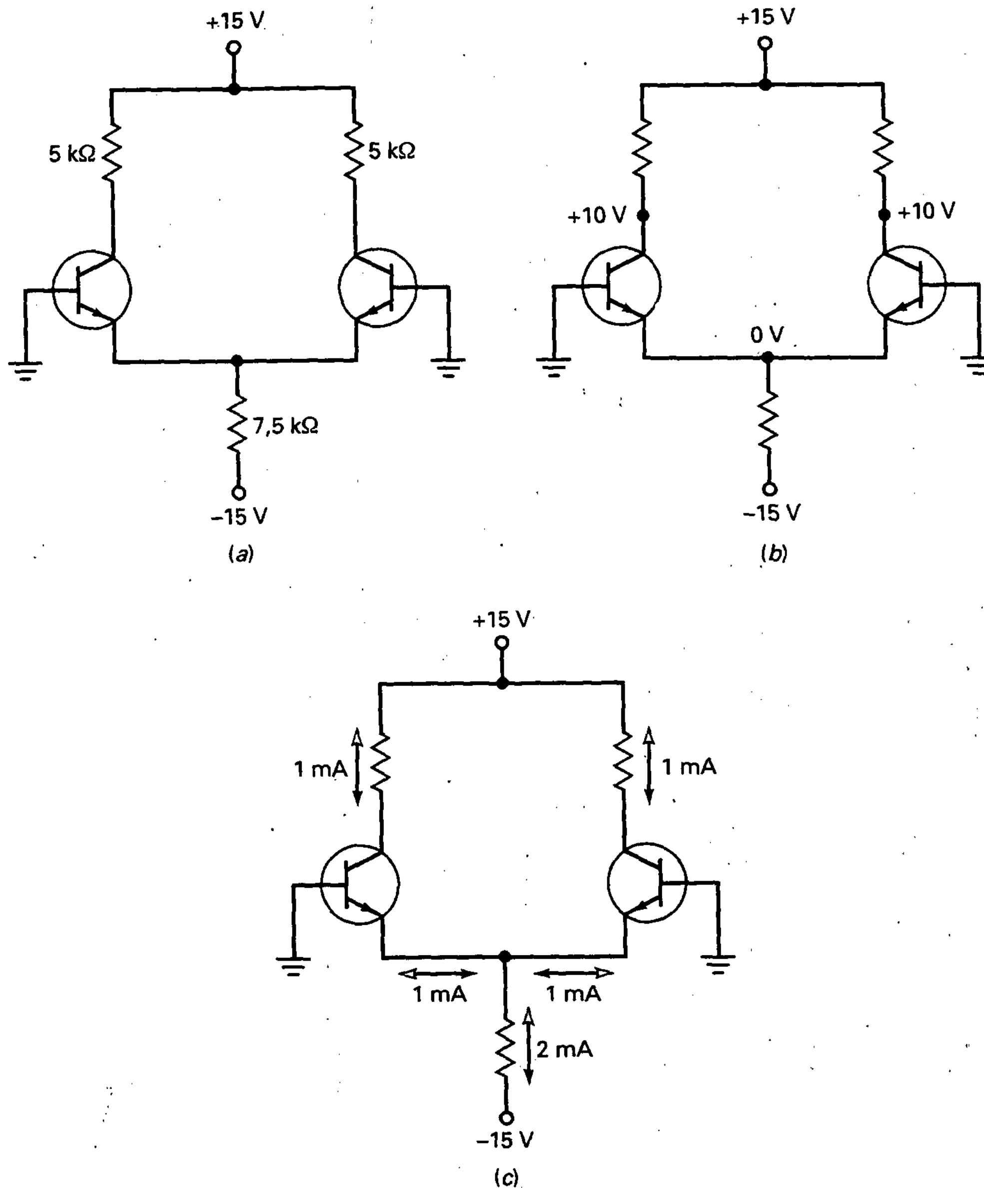


Figura 17-6. Ejemplo.

y cada colector tiene una tensión de polarización de:

$$V_C = 15\text{ V} - (0{,}955\text{ mA})(5\text{ k}\Omega) = 10{,}2\text{ V}$$

Como se puede observar, las respuestas sólo cambian ligeramente cuando se utiliza la segunda aproximación. De hecho, si se

construye el mismo circuito en EWB y se prueba, se obtienen las siguientes respuestas usando transistores 2N3904:

$$I_T = 1{,}912 \text{ mA}$$
$$I_E = 0{,}956 \text{ mA}$$
$$I_C = 0{,}950 \text{ mA}$$
$$V_C = 10{,}25 \text{ V}$$

Estas respuestas son casi las mismas que se obtuvieron con la segunda aproximación y no muy diferentes de las respuestas ideales. Lo que se quiere destacar es que el análisis ideal es adecuado para muchas situaciones. Si se necesita más precisión, se debe hacer el análisis con la segunda aproximación o con EWB.

EJEMPLO 17-3

¿Cuáles son las corrientes y las tensiones en el circuito de la Figura 17-7*a* con un terminal de salida?

SOLUCIÓN

Idealmente, la corriente de polarización es:

$$I_T = \frac{12 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 2{,}4 \text{ mA}$$

Cada corriente de emisor es la mitad de la corriente de polarización:

$$I_E = \frac{2{,}4 \text{ mA}}{2} = 1{,}2 \text{ mA}$$

El colector de la derecha tiene una tensión de polarización de aproximadamente:

$$V_C = 12 \text{ V} - (1{,}2 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 8{,}4 \text{ V}$$

y el de la izquierda, de 12 V.

Con la segunda aproximación, se puede calcular:

$$I_T = \frac{12 \text{ V} - 0{,}7 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 2{,}26 \text{ mA}$$

$$I_E = \frac{2{,}26 \text{ mA}}{2} = 1{,}13 \text{ mA}$$

$$V_C = 12 \text{ V} - (1{,}13 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 8{,}61 \text{ V}$$

La Figura 17-7*b* muestra las tensiones continuas, y la Figura 17-7*c*, las corrientes para la segunda aproximación.

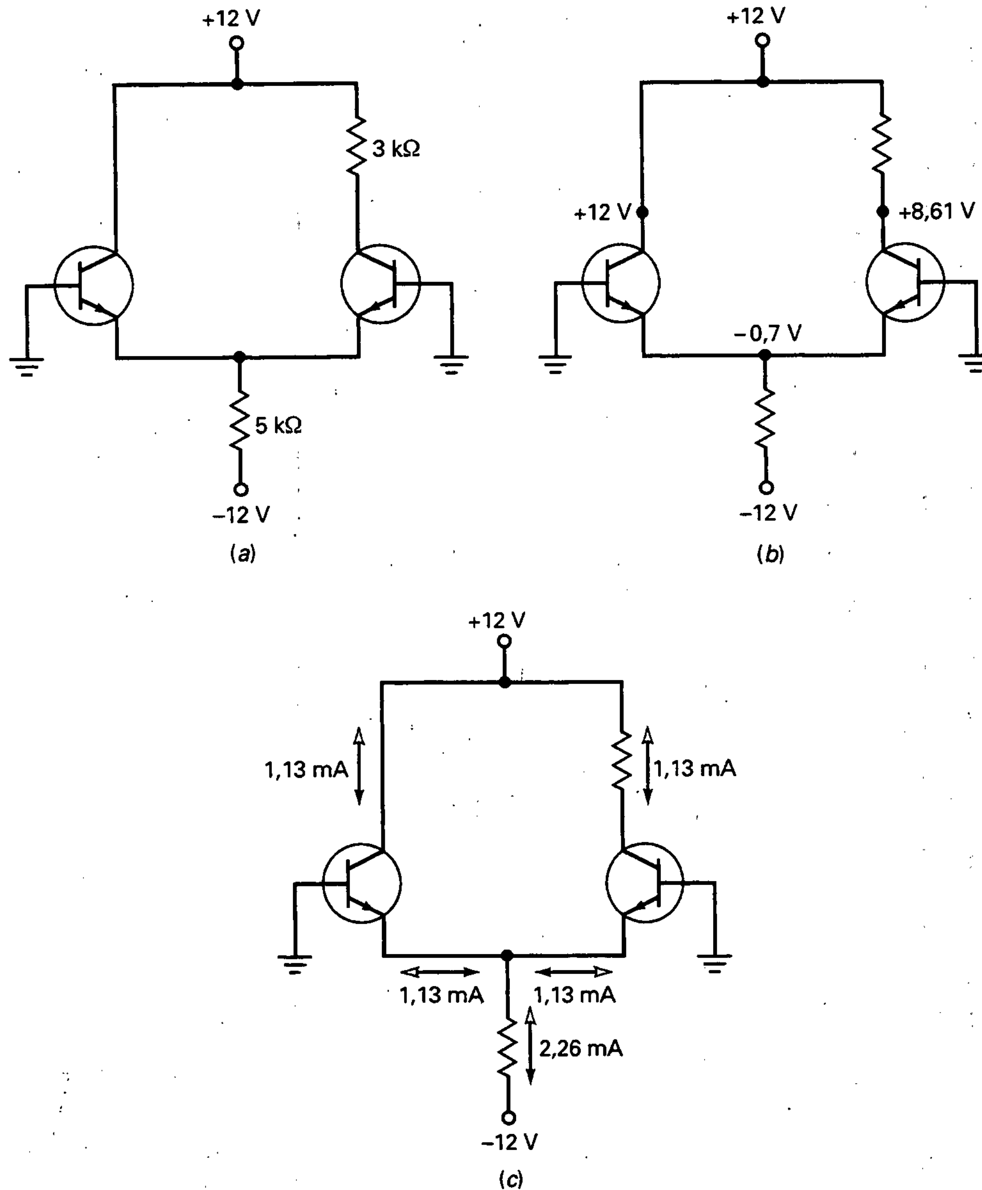


Figura 17-7. Ejemplo.

17-3. ANÁLISIS EN ALTERNA DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

En este apartado se va a obtener la ecuación para la ganancia de tensión de un amplificador diferencial. Se comenzará por la configuración más simple, la entrada no inversora y salida de un terminal. Después de derivar su ganancia de tensión, se extenderá el resultado a las otras configuraciones.

❑ Teoría de funcionamiento

La Figura 17-8 representa una entrada no inversora y salida de un terminal. Para valores grandes de R_E, la corriente de polarización se puede considerar constante cuando hay una señal alterna pequeña. A causa de ello, las dos mitades de un amplificador diferencial responden de manera complementaria a la entrada no inversora. En otras palabras, un incremento de la corriente de emisor de Q_1 produce una reducción de la corriente de emisor de Q_2, y viceversa.

En la Figura 17-8*a*, el transistor de la izquierda, Q_1, actúa como un seguidor de emisor que produce una tensión alterna a través de la resistencia

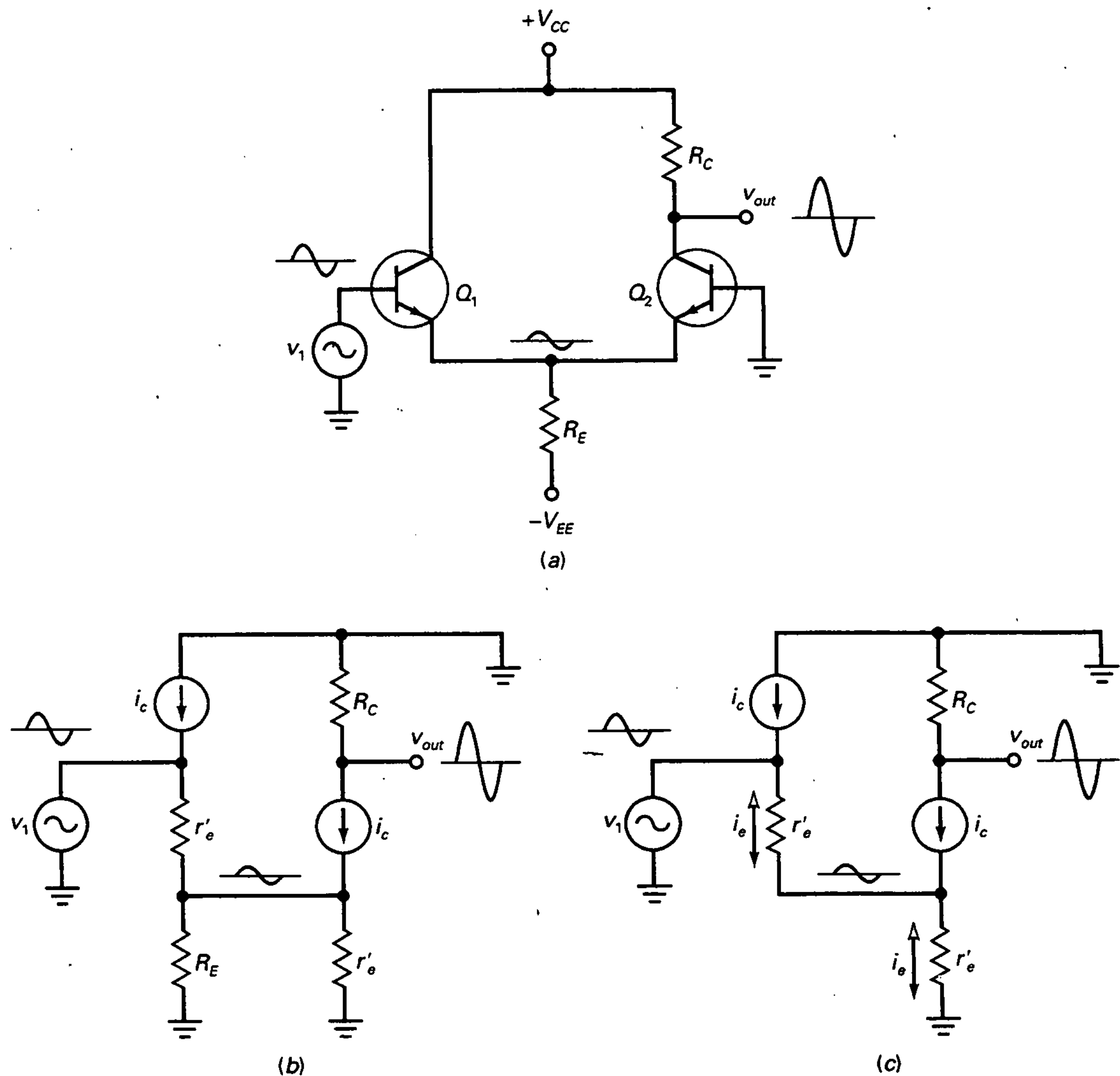


Figura 17-8. *a*) Entrada no inversora y salida de un terminal; *b*) circuito equivalente para señal; *c*) circuito equivalente simplificado.

de emisor. Esta tensión es la mitad de la tensión de entrada v_1. En la mitad positiva del ciclo de la tensión de entrada, la corriente de emisor de Q_1 crece, la corriente de emisor de Q_2 decrece, y la tensión de colector de Q_2 se incrementa. De forma similar, en la mitad negativa del ciclo de la tensión de entrada, la corriente de emisor de Q_1 decrece, la corriente de emisor de Q_2 crece y la tensión de colector de Q_2 se reduce. Ésta es la razón de que la onda sinusoidal amplificada de salida esté en fase con la entrada no inversora.

❑ Ganancia en el terminal de salida único

La Figura 17-8*b* muestra el circuito equivalente para señal. Nótese que cada transistor tiene una r'_e. También, la resistencia de polarización R_E está en paralelo con r'_e del transistor de la derecha. En cualquier diseño práctico, R_E es mucho mayor que r'_e, por lo que se puede eliminar R_E para un primer análisis.

La Figura 17-8*c* representa el circuito equivalente simplificado. En él, la tensión de entrada v_1 aparece a través de la primera r'_e en serie con la segunda r'_e. Como las dos resistencias son iguales, la tensión a través de cada r'_e es la mitad de la tensión de entrada. Ésta es la causa por la que la tensión alterna a través de la resistencia de polarización de la Figura 17-8*a* es la mitad de la tensión de entrada.

En la Figura 17-8*c*, la tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = i_c R_C$$

y la tensión alterna de entrada vale:

$$v_{in} = i_e r'_e + i_e r'_e = 2 i_e r'_e$$

Dividiendo v_{out} entre v_{in} se obtiene la ganancia de tensión:

$$\text{Salida de un terminal: } A = \frac{R_C}{2r'_e} \qquad (17\text{-}9)$$

Una indicación final: en la Figura 17-8*a* existe una tensión de polarización de continua, V_C, en el terminal de salida. Esta tensión no forma parte de la tensión alterna. La tensión alterna v_{out} se refiere a cualquier cambio de la tensión en reposo o en el punto de trabajo. En un amplificador operacional, la tensión de polarización de continua se elimina en una etapa posterior porque no es importante.

❑ Ganancia en la salida diferencial

La Figura 17-9 simboliza el circuito equivalente para señal para una entrada no inversora y salida diferencial. El análisis es casi idéntico al realizado en el ejemplo anterior, excepto que la tensión de salida es el doble porque hay dos resistencias de colector:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} = i_c R_C - (-\, i_c R_C) = 2 i_c R_C$$

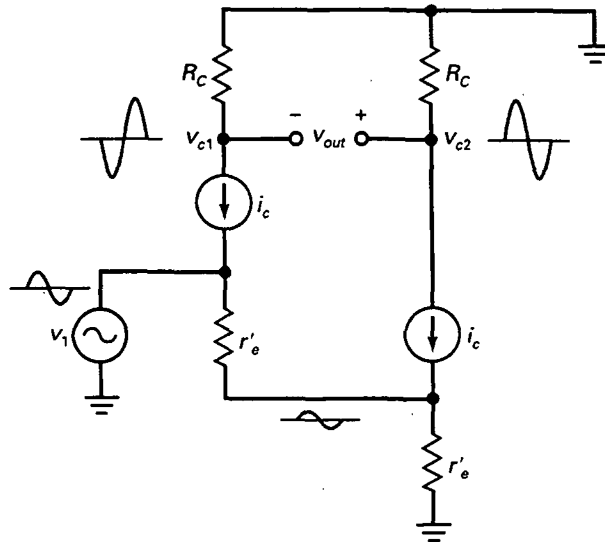


Figura 17-9. Entrada no inversora y salida de un terminal.

(*Nota:* El segundo signo menos aparece porque la señal v_{c1} está desfasada 180° respecto a v_{c2}, como se indica en la Figura 17-9.)

La tensión alterna de entrada sigue siendo igual a:

$$v_{\text{in}} = 2i_e r'_e$$

Dividiendo la tensión de salida por la de entrada se obtiene la ganancia de tensión:

$$\text{Salida diferencial: } A = \frac{R_C}{r'_e} \qquad (17\text{-}10)$$

Ésta es fácil de recordar porque es igual que la ganancia de tensión en una etapa en EC.

❑ Configuraciones con entrada inversora

La Figura 17-10 muestra una entrada inversora y salida de un terminal. El análisis de alterna es casi idéntico al análisis no inversor. En este circuito, la señal inversora v_2 produce una tensión alterna de salida amplificada e invertida. La r'_e de cada transistor sigue siendo parte de un divisor de tensión en el circuito equivalente para señal. Así, la tensión alterna a través de R_E es la mitad de la tensión de la entrada no inversora. Si se emplea una salida diferencial, la ganancia de tensión es el doble de la que se ha explicado previamente.

❑ Configuraciones con entrada diferencial

Las configuraciones con entrada diferencial tienen ambas entradas activas al mismo tiempo. El análisis de alterna se puede simplificar utilizando el teorema de superposición, de la siguiente forma: como se conoce el comporta-

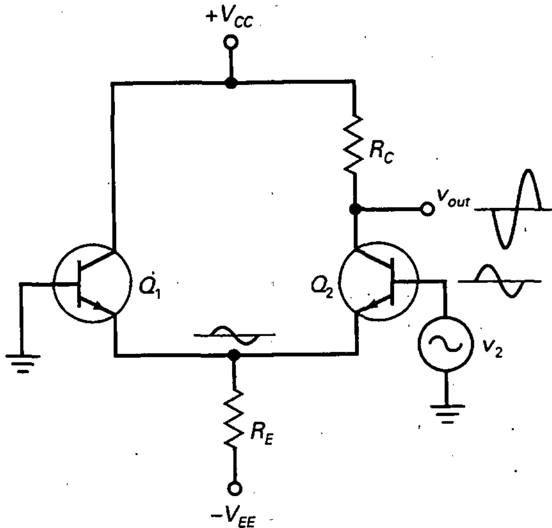


Figura 17-10. Entrada inversora y salida diferencial.

miento de un amplificador diferencial con entradas inversora y no inversora, se pueden combinar ambos resultados para obtener las ecuaciones para las configuraciones con entrada diferencial.

La tensión de salida para una entrada no inversora es:

$$v_{out} = Av_1$$

y la tensión de salida para una entrada inversora es:

$$v_{out} = -Av_2$$

Combinando ambos resultados se obtiene la ecuación para una entrada diferencial:

$$v_{out} = A(v_1 - v_2)$$

❑ Tabla de ganancias de tensión

La Tabla 17-2 resume las ganancias de tensión para las configuraciones de amplificadores diferenciales. Como se puede observar, la ganancia de tensión es máxima con salida diferencial. La ganancia de tensión se divide por

Tabla 17-2. Ganancias de tensión en amplificadores diferenciales

Entrada	Salida	A	v_{out}
Diferencial	Diferencial	R_C/r'_e	$A(v_1 - v_2)$
Diferencial	Terminal único	$R_C/2r'_e$	$A(v_1 - v_2)$
Terminal único	Diferencial	R_C/r'_e	Av_1 o $-Av_2$
Terminal único	Terminal único	$R_C/2r'_e$	Av_1 o $-Av_2$

dos cuando se utiliza salida de un terminal. En este caso se puede utilizar tanto la entrada inversora como la no inversora.

❑ Impedancia de entrada

En una etapa en EC, la impedancia de entrada de la base viene dada por la expresión:

$$z_{in} = \beta r'_e$$

En un amplificador diferencial la impedancia de entrada de cada base es dos veces mayor:

$$z_{in} = 2\beta r'_e \qquad (17\text{-}11)$$

La impedancia de entrada de un amplificador diferencial es el doble porque hay dos resistencias de emisor para señal r'_e en el circuito equivalente para señal en lugar de una. La Ecuación (17-11) es válida para todas las configuraciones, ya que cualquier señal alterna de entrada ve dos resistencias de emisor en el camino entre la base y masa.

EJEMPLO 17-4

En la Figura 17-11, ¿cuál es la tensión alterna de salida? Si $\beta = 300$, ¿cuánto vale la impedancia de entrada del amplificador diferencial?

SOLUCIÓN

Se analizó el circuito equivalente en el Ejemplo 17-1. Idealmente existen 15 V a través de la resistencia de emisor, que producen una corriente de polarización de 2 mA, lo que significa que la corriente continua de emisor en cada transistor es:

$$I_E = 1 \text{ mA}$$

Ahora se puede calcular la resistencia de emisor para señal:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25 \ \Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A = \frac{5 \text{ k}\Omega}{25 \ \Omega} = 200$$

La tensión alterna de salida vale:

$$v_{out} = 200(1 \text{ mV}) = 200 \text{ mV}$$

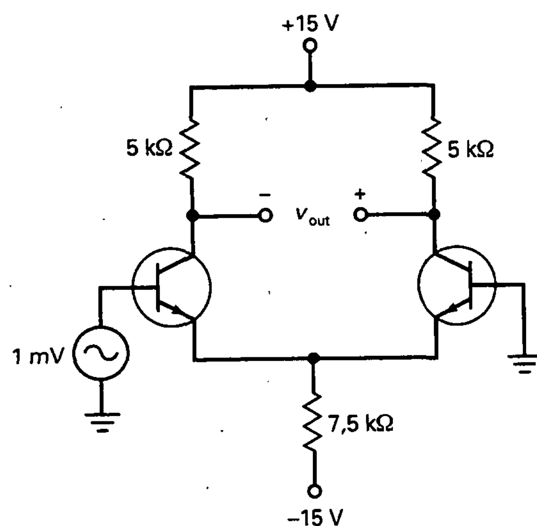


Figura 17-11. Ejemplo.

y la impedancia de entrada del amplificador diferencial:

$$z_{in(base)} = 2(300)(25\ \Omega) = 15\ k\Omega$$

EJEMPLO 17-5

Repetir el ejemplo precedente usando la segunda aproximación para calcular la corriente de emisor en el punto de trabajo.

SOLUCIÓN

En el Ejemplo 17-2 se calculó una corriente continua de emisor de:

$$I_E = 0{,}955\ mA$$

La resistencia de emisor para señal es:

$$r_e = \frac{25\ mV}{0{,}955\ mA} = 26{,}2\ \Omega$$

Como el circuito tiene una salida diferencial, la ganancia de tensión toma el valor:

$$A = \frac{5\ k\Omega}{26{,}2\ \Omega} = 191$$

La tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = 191(1\ mV) = 191\ mV$$

y la impedancia de entrada del amplificador diferencial:

$$z_{in(base)} = 2(300)(26{,}2\ \Omega) = 15{,}7\ k\Omega$$

Si el circuito se simula con EWB, se obtienen los siguientes valores para transistores 2N3904:

$$v_{out} = 172\ mV$$

$$z_{in(base)} = 13{,}4\ k\Omega$$

La tensión de salida y la impedancia de entrada con EWB son ligeramente menores que los valores calculados en el Ejemplo. Cuando se usan componentes específicos para los transistores, EWB carga todo tipo de parámetros de orden superior para ellos, que producen respuestas casi exactas. Por eso se debe emplear un ordenador cuando se necesita precisión. En otro caso se pueden utilizar los métodos de análisis aproximado.

EJEMPLO 17-6

Repetir el Ejemplo 17-4 para $v_2 = 1$ mV y $v_1 = 0$.

SOLUCIÓN

Ahora se excita la entrada inversora en lugar de la no inversora. Idealmente, la tensión de salida tiene la misma magnitud, 200 mV, pero está invertida. La impedancia de entrada es aproximadamente 15 kΩ.

EJEMPLO 17-7

¿Cuál es la tensión alterna de salida en la Figura 17-12 si $\beta = 300$? ¿Qué valor toma la impedancia de entrada del amplificador diferencial?

SOLUCIÓN

Idealmente, existen 15 V a través de la resistencia de emisor, así que la corriente de polarización es:

$$I_T = \frac{15\ V}{1\ M\Omega} = 15\ \mu A$$

Como la corriente de emisor en cada transistor es la mitad de la corriente de polarización:

$$r_e' = \frac{25\ mV}{7{,}5\ \mu A} = 3{,}33\ k\Omega$$

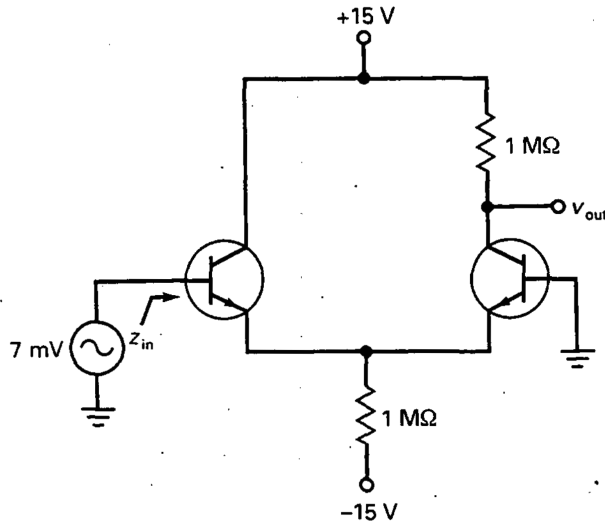


Figura 17-12. Ejemplo.

La ganancia de tensión para la salida de un terminal vale:

$$A = \frac{1\ \text{M}\Omega}{2(3{,}33\ \text{k}\Omega)} = 150$$

La tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = 150(7\ \text{mV}) = 1{,}05\ \text{V}$$

y la impedancia de entrada de la base:

$$z_{in} = 2(300)(3{,}33\ \text{k}\Omega) = 2\ \text{M}\Omega$$

17-4. CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Para muchas aplicaciones la suposición de simetría perfecta en un amplificador diferencial es una buena aproximación. Pero para aplicaciones de precisión no se pueden tratar como idénticas las dos mitades de un amplificador diferencial. Existen tres parámetros en la hoja de características de cada amplificador operacional que un diseñador debe usar cuando se necesitan respuestas más precisas. Éstos son la corriente de polarización de entrada, la corriente de offset de entrada y la tensión de offset de entrada.

❑ Corriente de polarización de entrada

En un op amp integrado, la β_{dc} de cada transistor en la primera etapa es ligeramente diferente, lo que significa que las corrientes de base en la Figu-

ra 17-13 son sutilmente distintas. La *corriente de polarización de entrada* se define como el promedio de las corrientes continuas de base:

$$I_{\text{in(polarización)}} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \qquad (17\text{-}12)$$

Por ejemplo, si I_{B1} = 90 nA e I_{B2} = 70 nA, la corriente de polarización de entrada es:

$$I_{\text{in(polarización)}} = \frac{90\text{ nA} + 70\text{ nA}}{2} = 80\text{ nA}$$

Con op amp bipolares, la corriente de polarización de entrada es del orden de los nanoamperios. Cuando los op amps usan JFET en el amplificador diferencial de entrada, la corriente de polarización de entrada está en la escala de los picoamperios.

La corriente de polarización de entrada circulará hacia las resistencias entre las bases y masa. Estas resistencias pueden ser componentes discretos o resistencias Thevenin de las fuentes de entrada.

❑ Corriente de offset de entrada

La *corriente de offset de entrada* se define como la diferencia entre las corrientes continuas de base:

$$I_{\text{in(offset)}} = I_{B1} - I_{B2} \qquad (17\text{-}13)$$

Esta diferencia en las corrientes de base indica lo parecidos que son los transistores. Si son idénticos, la corriente de offset de entrada es cero, pero

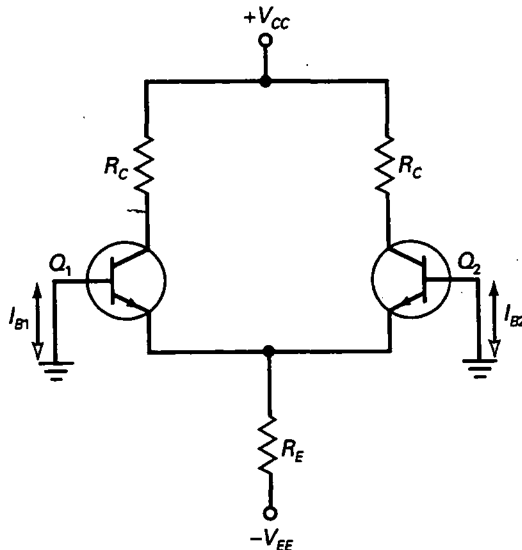


Figura 17-13. Corrientes de base diferentes.

casi siempre ambos transistores son ligeramente diferentes y las dos corrientes de base no son iguales.

Como ejemplo, supóngase I_{B1} = 90 nA e I_{B2} = 70 nA; entonces:

$$I_{in(offset)} = 90 \text{ nA} - 70 \text{ nA} = 20 \text{ nA}$$

El transistor Q_1 tiene una corriente de base 20 nA mayor que el transistor Q_2, lo que puede constituir un problema cuando se utilizan resistencias de base grandes.

❑ Corrientes de base y offsets

Reordenando las Ecuaciones (17-12) y (17-13), se pueden derivar ambas para las corrientes de base:

$$I_{B1} = I_{in(polarización)} + \frac{I_{in(offset)}}{2} \quad (17\text{-}13a)$$

$$I_{B2} = I_{in(polarización)} - \frac{I_{in(offset)}}{2} \quad (17\text{-}13b)$$

Las hojas de características siempre indican $I_{in(polarización)}$ e $I_{in(offset)}$, pero no I_{B1} e I_{B2}. Mediante estas ecuaciones podemos calcular las corrientes de base. Estas ecuaciones suponen que I_{B1} es mayor que I_{B2}. Si I_{B2} es superior a I_{B1} se deben trasponer las ecuaciones.

❑ Efecto de la corriente de base

Algunos amplificadores diferenciales funcionan con una resistencia de base solamente en uno de los lados, como se muestra en la Figura 17-14*a*.

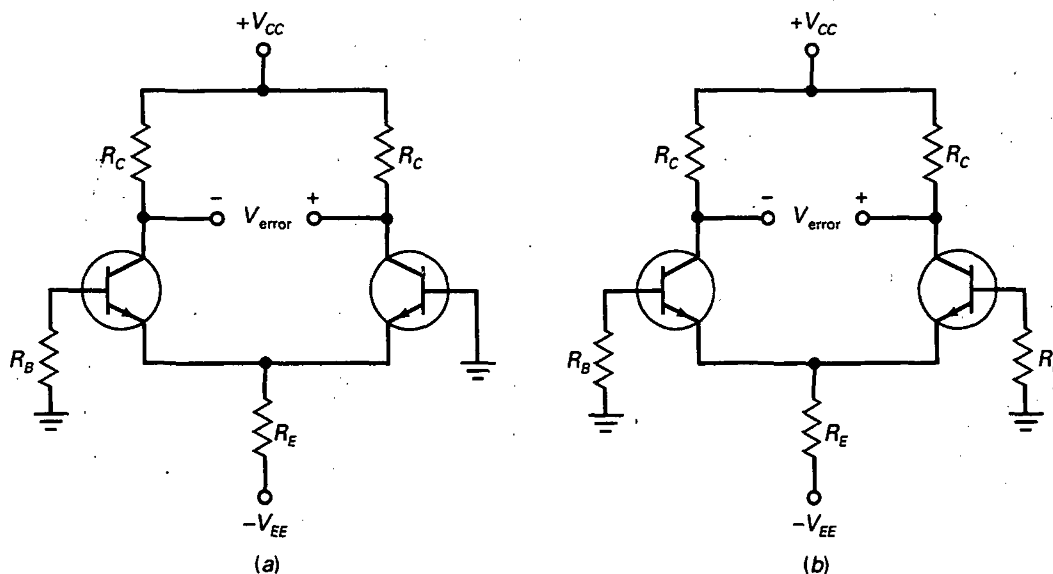


Figura 17-14. *a*) La resistencia de base produce una tensión de entrada no deseada; *b*) una resistencia de base igual en el otro lado reduce la tensión error.

La corriente de base a través de R_B produce una tensión continua de entrada no inversora de:

$$V_1 = I_{B1}R_B$$

(Nota: Se usan letras mayúsculas para tensiones continuas de error como V_1. Esta tensión tiene el mismo efecto que una señal de entrada genuina. Cuando esta señal falsa se amplifica aparece una tensión continua no deseada V_{error} en la salida, como aparece en la Figura 17-14*a*.)

Por ejemplo, si una hoja de características indica $I_{in(polarización)} = 80$ nA e $I_{in(offset)} = 20$ nA, las Ecuaciones (17-13*a*) y (17-13*b*) dan los siguientes resultados:

$$I_{B1} = 80 \text{ nA} + \frac{20 \text{ nA}}{2} = 90 \text{ nA}$$

$$I_{B2} = 80 \text{ nA} - \frac{20 \text{ nA}}{2} = 70 \text{ nA}$$

Si $R_B = 1$ kΩ, la entrada no inversora tiene una tensión de error de:

$$V_1 = (90 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 90 \ \mu\text{V}$$

❑ Efecto de la corriente de offset de entrada

Una manera de reducir la tensión de error de salida pasa por utilizar una resistencia de base igual en el otro lado del amplificador diferencial, como se presenta en la Figura 17-14*b*. En este caso, se tiene una entrada continua diferencial de:

$$V_{in} = I_{B1}R_B - I_{B2}R_B = (I_{B1} - I_{B2})R_B$$

o

$$V_{in} = I_{in(offset)}R_B \qquad (17\text{-}14)$$

Como $I_{in(offset)}$ es normalmente menor que el 25 por 100 de $I_{in(polarización)}$, la tensión de error de entrada es mucho más pequeña cuando se usan resistencias de base iguales.

Por ejemplo, si $I_{in(polarización)} = 80$ nA e $I_{in(offset)} = 20$ nA, entonces una resistencia de base de 1 kΩ produce una tensión de error de entrada de:

$$V_{in} = (20 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 20 \ \mu\text{V}$$

❑ Tensión de offset de entrada

Cuando se integra un amplificador operacional como la primera etapa de un op amp, las dos mitades son casi iguales, pero no totalmente idénticas. Para empezar, las dos resistencias de colector pueden ser diferentes, como se muestra en la Figura 17-15*a*. A causa de ello aparece una tensión de offset en la salida.

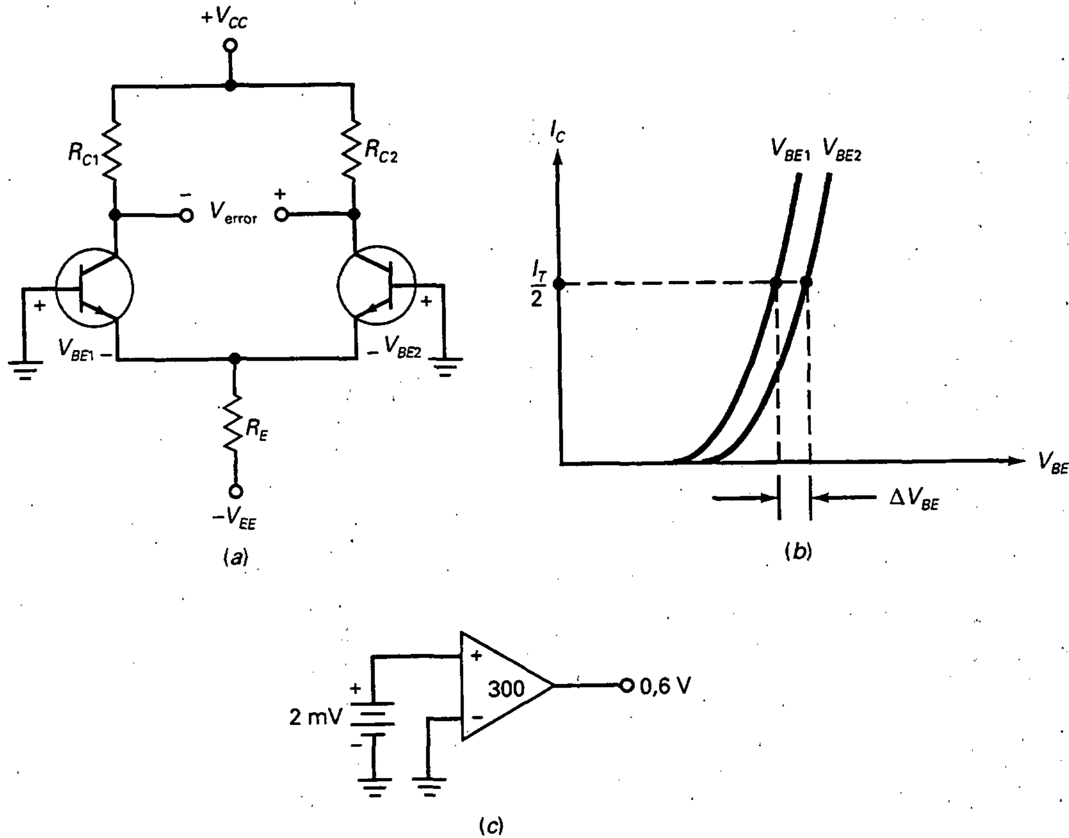


Figura 17-15. *a*) Diferentes resistencias de colector producen error cuando las bases están a masa; *b*) diferentes curvas base-emisor añaden más error; *c*) la tensión de offset de entrada es equivalente a una tensión de entrada no deseada.

Otra fuente de offset es una tensión V_{BE} ligeramente diferente para cada transistor. Por ejemplo, supóngase que se toma el mismo valor de corriente en las dos curvas características base-emisor (Fig. 17-15*b*). Como las curvas son ligeramente distintas, existe una diferencia entre los dos valores de V_{BE} correspondientes. Esta diferencia se agrega a la tensión de offset. Además de R_C y V_{BE}, hay otros parámetros del transistor que pueden diferir ligeramente entre ambas mitades.

La **tensión de offset de entrada** se define como *la tensión de entrada que produciría la misma tensión error de salida en una amplificador diferencial perfecto*. Expresándolo como una ecuación:

$$V_{\text{in(offset)}} = \frac{V_{\text{offset}}}{A} \qquad (17\text{-}15)$$

En esta ecuación, V_{offset} no incluye los efectos de la corriente de polarización de entrada ni de la corriente de offset de entrada porque ambas bases están a masa cuando se mide V_{offset}.

Por ejemplo, si un amplificador diferencial tiene una tensión de offset de salida de 0,6 V y una ganancia de tensión de 300, la tensión de offset de entrada es:

$$V_{in(offset)} = \frac{0{,}6 \text{ V}}{300} = 2 \text{ mV}$$

La Figura 17-15*c* ilustra la idea. Una tensión de offset de entrada de 2 mV excita un amplificador diferencial con una ganancia de tensión de 300 para producir una tensión de offset de 0,6 V.

❑ Efectos combinados

En la Figura 17-16, la tensión de salida es la superposición de todos los efectos existentes a la entrada. Para empezar, tenemos la entrada alterna ideal:

$$v_{in} = v_1 - v_2$$

que es lo que se desea. Es la tensión que proviene de las dos fuentes de entrada. Se amplifica para producir la salida alterna deseada:

$$v_{out} = A(v_1 - v_2)$$

Después están las tres entradas continuas de offset no deseadas. Con las Ecuaciones (17-13*a*) y (17-13*b*) se pueden derivar las siguientes fórmulas:

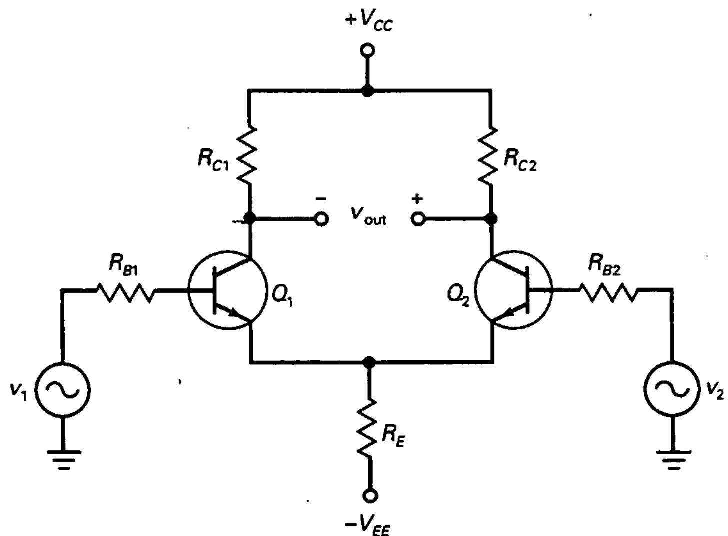


Figura 17-16. La salida del amplificador operacional incluye a la señal deseada y a la tensión error.

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} \qquad (17\text{-}16)$$

$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(offset)}}{2} \qquad (17\text{-}17)$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} \qquad (17\text{-}18)$$

La ventaja de estas ecuaciones es que usan $I_{in(polarización)}$ e $I_{in(offset)}$, valores que aparecen en la hoja de características. Las tres tensiones de offset se amplifican para producir la tensión de offset de salida:

$$V_{offset} = A(V_{1offset} + V_{2offset} + V_{3offset}) \qquad (17\text{-}19)$$

En muchos casos se puede ignorar V_{offset}, hecho que dependerá de la aplicación. Por ejemplo, si se está construyendo un amplificador de señal es posible que V_{offset} no sea importante. Sólo cuando se construye algún tipo de amplificador de continua de precisión se necesita tener en cuenta V_{offset}.

❑ Resistencias de base iguales

Cuando los errores de offset y polarización no se pueden ignorar existen otros remedios. Como ya se mencionó, una de las primeras cosas que puede hacer un diseñador consiste en utilizar resistencias de base iguales: $R_{B1} = R_{B2} = R_B$, lo que provoca un mayor parecido entre ambas mitades del amplificador diferencial porque las Ecuaciones (17-16) y (17-19) se convierten en:

$$V_{1offset} = 0$$

$$V_{2offset} = R_B I_{in(offset)}$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)}$$

Si se necesita una mayor compensación, la mejor solución es emplear *circuitos de anulación* que se sugieren en las hojas de características. Los fabricantes optimizan el diseño de estos circuitos de anulación, que se deberían usar si la tensión de offset de salida constituye un problema. Se estudiará más sobre circuitos de anulación en un capítulo posterior.

❑ Conclusión

La Tabla 17-3 resume las fuentes de tensión de offset de salida. En muchas aplicaciones, la tensión de offset de salida es suficientemente pequeña como para ser ignorada o no resulta importante en la aplicación concreta. En aplicaciones de precisión, en las que es importante la salida continua, se utiliza algún tipo de anulación para eliminar los efectos de las corrientes de polarización y offset de entrada. Los diseñadores normalmente inutilizan la salida mediante métodos sugeridos en las hojas de características de los fabricantes.

Tabla 17-3. Fuentes de tensión error de salida

Descripción	Causa	Solución
Corriente de polarización de entrada	Tensión a través de una R_B	Usar una R_B igual en el otro lado
Corriente de offset de entrada	Ganancias de corriente desiguales	Métodos de anulación en las hojas de características
Tensión de offset de entrada	R_C y V_{BE} desiguales	Métodos de anulación en las hojas de características

EJEMPLO 17-8

El amplificador diferencial de la Figura 17-17 tiene una $A = 200$, $I_{in(polarización)} = 3\ \mu A$, $I_{in(offset)} = 0{,}5\ \mu A$ y $V_{in(offset)} = 1$ mV. ¿Cuál es la tensión de offset de salida? Si se emplea una resistencia de base adaptada, ¿cuál es la tensión de offset de salida?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones (17-16) y (17-18):

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} = (1\ k\Omega)(3\ \mu A) = 3\ mV$$

$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(offset)}}{2} = (1\ k\Omega)(0{,}25\ \mu A) = 0{,}25\ mV$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} = 1\ mV$$

La tensión de offset de salida es:

$$V_{offset} = 200(3\ mV + 0{,}25\ mV + 1\ mV) = 850\ mV$$

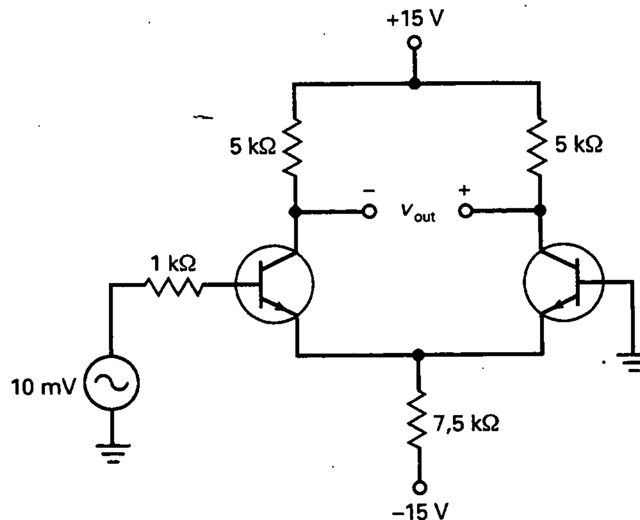


Figura 17-17. Ejemplo.

Cuando se usa una resistencia de base adaptada de 1 kΩ en el lado inversor:

$$V_{1offset} = 0$$

$$V_{2offset} = R_B I_{in(offset)} = (1\ k\Omega)(0{,}5\ \mu A) = 0{,}5\ mV$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} = 1\ mV$$

La tensión de offset de salida es:

$$V_{offset} = 200(0{,}5\ mV + 1\ mV) = 300\ mV$$

EJEMPLO 17-9

El amplificador diferencial de la Figura 17-18 tiene una $A = 300$, $I_{in(polarización)} = 80\ nA$, $I_{in(offset)} = 20\ nA$ y $V_{in(offset)} = 5\ mV$. ¿Cuál es la tensión de offset de salida?

SOLUCIÓN

El circuito utiliza resistencias de base iguales. Con las ecuaciones mostradas arriba:

$$V_{1offset} = 0$$

$$V_{2offset} = (10\ k\Omega)(20\ nA) = 0{,}2\ mV$$

$$V_{3offset} = 5\ mV$$

La tensión de offset total de salida es:

$$V_{offset} = 300(0{,}2\ mV + 5\ mV) = 1{,}56\ V$$

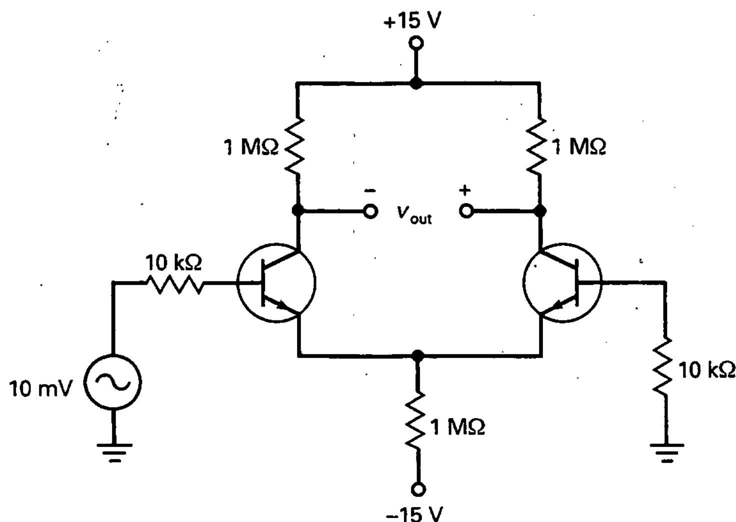


Figura 17-18. Ejemplo.

17-5. GANANCIA EN MODO COMÚN

La Figura 17-19*a* representa una entrada diferencial y salida de un terminal. Se está aplicando la misma tensión de entrada, $v_{in(CM)}$, a cada base. Esta señal se denomina una *señal en modo común*. Si el amplificador diferencial es perfectamente simétrico no existe tensión alterna de salida con una señal de entrada en modo común porque $v_1 = v_2$. Cuando un amplificador diferencial no es perfectamente simétrico existirá una pequeña tensión alterna de salida.

En la Figura 17-19*a* se aplican tensiones iguales a las entradas no inversora e inversora. Nadie utilizaría deliberadamente un amplificador diferencial de esta forma, pues la tensión de salida es idealmente cero. Entonces, ¿por qué nos tomamos la molestia de discutir esta posibilidad? Debido a que la mayor parte de las tensiones continuas, las interferencias y otros tipos de tensiones no deseadas son señales en modo común. Lo que sucede es que los conductores de conexión en la entrada de las bases actúan como pequeñas antenas. Si el amplificador diferencial está funcionando en un medio con gran cantidad de interferencias electromagnéticas, cada base actúa como una pequeña antena y detecta una señal de tensión no deseada. Como se verá más adelante, una de las razones por las que el amplificador diferencial es tan popular es su capacidad de discriminar esas señales en modo común; es decir, un amplificador diferencial es remiso a amplificar señales en modo común, por lo que no se tiene una gran cantidad de interferencias no deseadas en la salida.

Nada impide dibujar el circuito equivalente, como se ve en la Figura 17-19*b*. En él, las dos resistencias en paralelo de $2R_E$ tienen una resistencia equivalente de R_E; por consiguiente, este circuito equivalente no cambiará la tensión de salida. En la Figura 17-19*b*, una tensión $v_{in(CM)}$ excita ambas

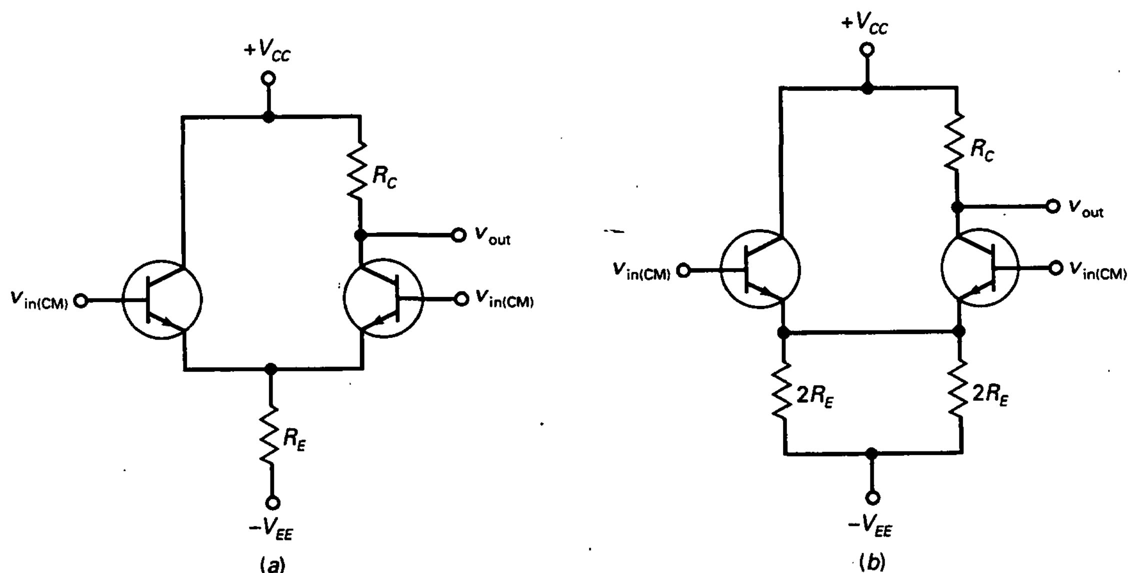


Figura 17-19. *a*) Señal de entrada en modo común; *b*) circuito equivalente.

entradas simultáneamente. Suponiendo que los dos transistores sean idénticos, las tensiones de base iguales producen corrientes de emisor iguales. Éstas circulan a través de las resistencias de emisor y crean la misma diferencia de potencial en ellas. Como las dos corrientes de emisor son iguales, no hay corriente a través del conductor entre los emisores. Por la misma razón se puede quitar, como muestra la Figura 17-20, sin que se altere ninguna corriente o tensión.

Con una señal en modo común, la parte derecha del circuito es equivalente a un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar. Como R_E es siempre mucho mayor que r'_e, la ganancia de tensión en modo común es aproximadamente igual a:

$$A_{CM} = \frac{R_C}{2R_E} \tag{17-20}$$

Con valores típicos de R_C y R_E, la ganancia de tensión en modo común es, generalmente, menor que 1.

❑ Relación de rechazo al modo común

La **relación de rechazo al modo común** (CMRR: del inglés *Common-Mode Rejection Ratio*) se define como la *ganancia de tensión dividida por la ganancia de tensión en modo común*. Expresándolo matemáticamente, tenemos:

$$\text{CMRR} = \frac{A}{A_{CM}} \tag{17-21}$$

Por ejemplo, si $A = 200$ y $A_{CM} = 0{,}5$, CMRR = 400.

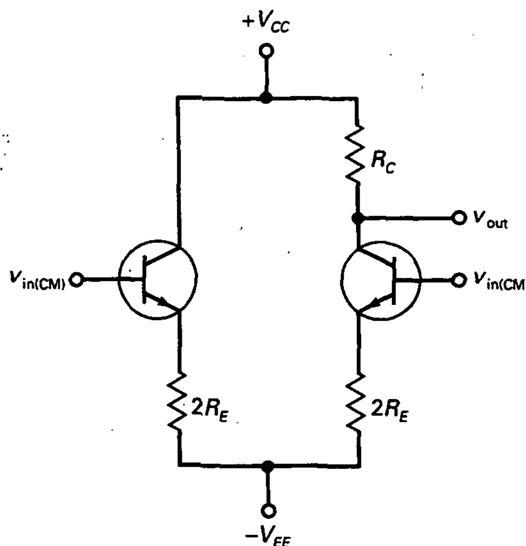


Figura 17-20. El lado derecho actúa como un amplificador en EC con resistencia de emisor sin desacoplar con una entrada en modo común.

Cuanto mayor es CMRR, mejor. Una CMRR alta significa que el amplificador diferencial amplifica la señal deseada y la discrimina frente a la señal en modo común.

Las hojas de características normalmente especifican CMRR en decibelios, utilizando la siguiente fórmula de conversión:

$$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR \qquad (17\text{-}22)$$

Por ejemplo, si CMRR = 400:

$$CMRR_{dB} = 20 \log 400 = 52 \text{ dB}$$

EJEMPLO 17-10

En la Figura 17-21, ¿cuál es la ganancia de tensión en modo común? ¿Y la tensión de salida?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (17-20), obtenemos:

$$A_{CM} = \frac{1\ \text{M}\Omega}{2\ \text{M}\Omega} = 0{,}5$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = 0{,}5(1\ \text{mV}) = 0{,}5\ \text{mV}$$

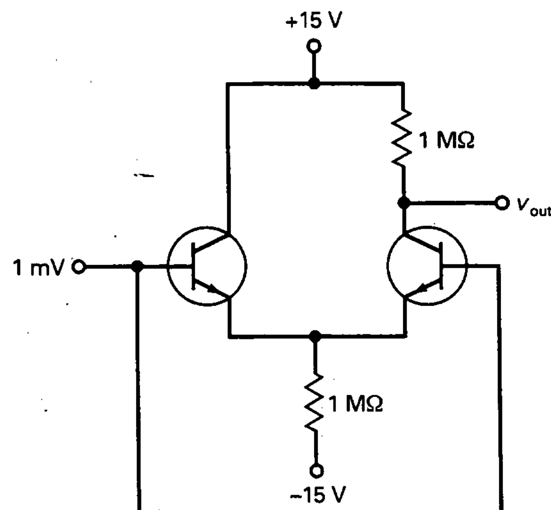


Figura 17-21. Ejemplo.

Como podemos observar, el amplificador diferencial atenúa (o debilita) la señal en modo común, en lugar de amplificarla.

EJEMPLO 17-11

En la Figura 17-22, $A = 150$, $A_{CM} = 0{,}5$ y $v_{in} = 1$ mV. Si las conexiones de la base están captando una señal en modo común de 1 mA, ¿cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN

La entrada tiene dos componentes, la señal deseada y una señal en modo común. Ambas poseen la misma amplitud. La componente deseada se amplifica para obtener una salida de:

$$v_{out1} = 150(1\ \text{mV}) = 150\ \text{mV}$$

La señal en modo común se atenúa para conseguir una salida de:

$$v_{out2} = 0{,}5(1\ \text{mV}) = 0{,}5\ \text{mV}$$

La salida total es la suma de ambos componentes:

$$v_{out} = v_{out1} + v_{out2}$$

La salida contiene ambas componentes, pero la componente deseada es 300 veces mayor que la no deseada.

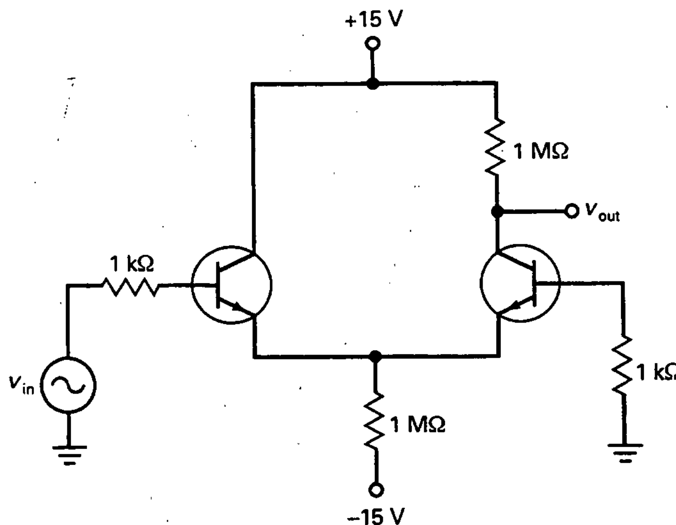


Figura 17-22. Ejemplo.

Este ejemplo demuestra por qué un amplificador diferencial es útil como etapa de entrada de un op amp: atenúa la señal en modo común. Ésta es una ventaja distintiva sobre los amplificadores en EC ordinarios, que amplifican señales parásitas de entrada de la misma forma que la señal deseada.

EJEMPLO 17-12

Un 741 es un op amp con $A = 200.000$ y $CMRR_{dB} = 90$ dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común? Si tanto la señal deseada como la señal en modo común tienen un valor de 1 μV, ¿cuánto vale la tensión de salida?

SOLUCIÓN

$$CMRR = \text{antilog}\,\frac{90\text{ dB}}{20} = 31.600$$

Reordenando la Ecuación (17-21), tenemos:

$$A_{CM} = \frac{A}{CMRR} = \frac{200.000}{31.600} = 6{,}32$$

La componente de salida deseada es:

$$v_{out1} = 200.000(1\ \mu V) = 0{,}2\ V$$

La salida en modo común vale:

$$v_{out2} = 6{,}32(1\ \mu V) = 6{,}32\ \mu V$$

Como podemos observar, la salida deseada es mucho mayor que la salida en modo común.

17-6. CIRCUITOS INTEGRADOS

La invención del *circuito integrado (CI)* en 1959 fue un hecho muy importante debido a que los componentes ya no son discretos, sino *integrados*, lo que significa que se producen y conectan durante el proceso de fabricación en un único *chip*, un pequeño pedazo de material semiconductor. Al ser sus componentes integrados microscópicamente pequeños, un fabricante puede colocar miles de ellos en el espacio ocupado por un único transistor discreto.

Lo que sigue a continuación es una breve descripción de cómo se produce un CI. Los procesos de fabricación reales son mucho más complicados pero esta explicación simplificada proporcionará la idea básica que fundamenta la creación de un CI bipolar.

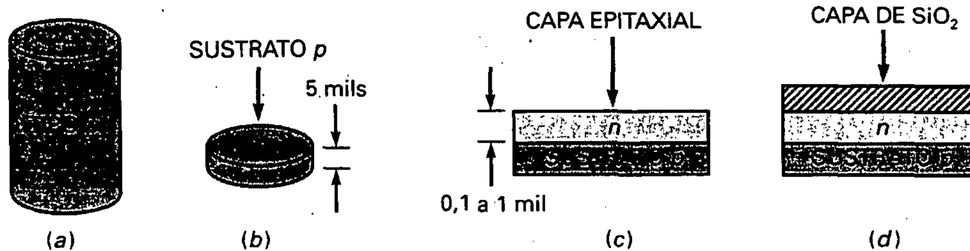


Figura 17-23. *a*) Cristal *p*; *b*) oblea; *c*) capa epitaxial; *d*) capa aisladora.

❑ Idea básica

En primer lugar, un fabricante produce un cristal *p* de varias pulgadas de largo (Fig. 17-23*a*). Éste se corta en muchas *obleas* delgadas, como se ve en la Figura 17-23*b*. Un lado de la oblea se reviste de un aislante y se pule para dejar libre de asperezas su superficie. A esta oblea se le llama sustrato *p*, y es el que se usará como soporte de los componentes integrados. A continuación, las obleas se colocan en un horno. Aquí se hace circular por encima de ellas una mezcla de gas de átomos de silicio y átomos pentavalentes, lo que forma una capa delgada de semiconductor tipo *n* en la superficie caliente del sustrato (Fig. 17-23*c*). Esta delgada capa se denomina *capa epitaxial*. Como se puede ver en la Figura 17-23*c*, la capa epitaxial tiene un espesor de entre 0,1 y 1 mil aproximadamente (el mil equivale a 25,4 micras).

Para evitar que la capa epitaxial se contamine, se aplica sobre la superficie oxígeno puro. Los átomos de oxígeno se combinan con los de silicio para formar una capa de dióxido de silicio (SiO_2) en la superficie, como se muestra en la Figura 17-23*d*. Esta capa cristalina de SiO_2 sella la superficie y evita reacciones químicas posteriores. El sellado de la superficie se conoce como *pasivación*.

La oblea, a continuación, se corta en áreas rectangulares, como se muestra en la Figura 17-24. Cada una de estas áreas se convertirá en un chip. Pero antes de que la oblea se corte, el fabricante producirá cientos de circuitos en ella, uno en cada área de la Figura 17-24. Esta producción simultánea en masa es la razón del bajo coste de los circuitos integrados.

El modo de construir un transistor integrado es el siguiente. Una sección del SiO_2 se retira dejando expuesta una parte de la capa epitaxial (Fig. 17-25*a*). La oblea se coloca entonces en un horno donde átomos trivalentes se difunden en dicha capa. La concentración de átomos trivalentes es suficiente para transformar la capa epitaxial expuesta de material *n* en material *p*. Por consiguiente, se tiene una isla de material *n* bajo la capa de SiO_2 (Fig. 17-25*b*). Se vuelve a aplicar otra vez oxígeno para configurar la capa completa de SiO_2 mostrada en la Figura 17-25*c*.

A continuación se abre una ventana en la capa de SiO_2, quedando expuesta la capa epitaxial *n* (Fig. 17-25*d*). La capa que se ve a través de la ventana será el colector del transistor.

Para formar la base se pasan átomos trivalentes a través de la ventana; esas impurezas se difunden en la capa epitaxial y forman una isla de mate-

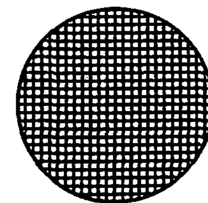


Figura 17-24. Corte de la oblea en chips.

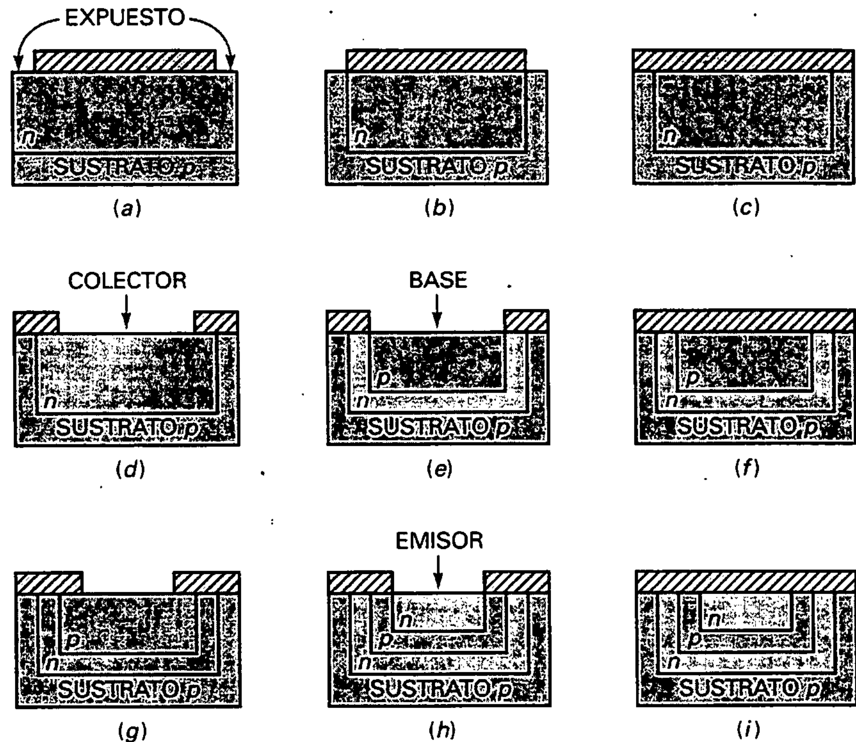


Figura 17-25. Pasos para hacer un transistor.

rial tipo *p* (Fig. 17-25*e*). Se vuelve a formar una capa de SiO_2 pasando oxígeno sobre la oblea (Fig. 17-25*f*).

Para componer el emisor se forma una ventana en la capa de SiO_2 quedando expuesta una isla de material tipo *p* (Fig. 17-25*g*). Difundiendo átomos pentavalentes en la isla *p*, se puede formar la pequeña isla *n* de la Figura 17-25*h*.

Después se sella la estructura aplicando oxígeno sobre la oblea (Figura 17-25*i*). Mediante el grabado de las ventanas en la capa de SiO_2 se puede depositar metal para hacer los contactos eléctricos con el emisor, base y colector. Todo este proceso da como resultado el transistor integrado de la Figura 17-26*a*.

Para obtener un diodo, se siguen los mismos pasos hasta el punto en el cual se ha formado una isla *p* y se ha sellado (Fig. 17-25*f*). Entonces, se abren ventanas sobre las islas *p* y *n*. Depositando metal a través de esas ventanas, se hace contacto eléctrico con el cátodo y el ánodo del diodo integrado (Fig. 17-26*b*). Mediante la apertura de las ventanas que se encuentran sobre la isla *p* de la Figura 17-25*f*, se puede hacer contacto metálico con esta isla para obtener una resistencia integrada (Fig. 17-26*c*).

Los transistores, diodos y resistencias son fáciles de fabricar en un chip. Por esta razón, casi todos los circuitos integrados utilizan esos componentes. No es práctico integrar en un chip bobinas ni condensadores grandes.

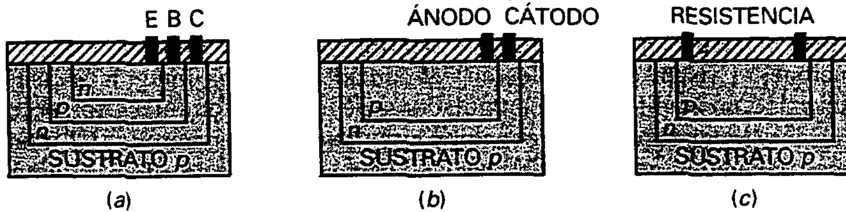


Figura 17-26. Componentes integrados. *a*) Transistor; *b*) diodo; *c*) resistencia.

❑ Un ejemplo simple

Para tener una idea de cómo se produce un circuito, examinemos el circuito de tres componentes de la Figura 17-27*a*. Al fabricarlo, nos gustaría producir simultáneamente cientos de circuitos similares a éste en una oblea. Cada área del chip debería reproducir el de la Figura 17-27*b*. El diodo y la resistencia se formarían como se mencionó anteriormente. En un paso posterior se haría lo mismo con el emisor del transistor. A continuación se abrirían las ventanas y se depositaría metal para conectar el diodo, el transistor y la resistencia, como se muestra en la Figura 17-27*b*.

Sin considerar lo complicado que puede ser un circuito, su fabricación consiste principalmente en la apertura de ventanas, la formación de islas *p* y *n*, y la conexión de los componentes integrados. El sustrato *p* aísla dichos componentes entre sí. En la Figura 17-27*b* hay zonas de deplexión entre el sustrato *p* y las tres islas *n* adyacentes. Como esencialmente las zonas de deplexión no tienen portadores de corriente, los componentes integrados se aíslan uno del otro. Este tipo de aislamiento se conoce como *aislamiento de zonas de deplexión*.

❑ Tipos de CI

Los circuitos integrados que hemos descrito se llaman *CI monolíticos*. La palabra monolítico es de origen griego y significa «una piedra». El término es apropiado porque los componentes son parte de un chip. El CI monolítico

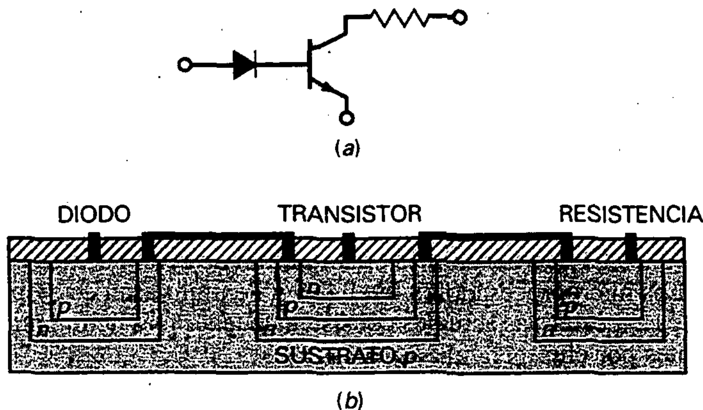


Figura 17-27. CI simple.

es el tipo más común de circuito integrado. Desde su invención, los fabricantes han estado produciendo CI monolíticos para efectuar todo tipo de funciones. Existen disponibles en el mercado circuitos integrados que se utilizan como amplificadores, reguladores de tensión, conmutadores, receptores de AM, circuitos de televisión y circuitos digitales. Pero los CI monolíticos tienen limitaciones de potencia. Al ser la mayoría de ellos del tamaño de un transistor discreto de pequeña señal, se restringe su uso a aplicaciones de poca potencia.

Cuando se requiere potencia más alta se pueden utilizar CI de capa fina y de capa gruesa. Estos dispositivos son mayores que los CI monolíticos pero menores que los circuitos discretos. Con CI de capa fina o de capa gruesa, los componentes pasivos como resistencia y condensadores están integrados, pero los transistores y diodos se conectan como componentes discretos para formar un circuito completo. Por eso, los circuitos de capa fina y de capa gruesa disponibles comercialmente son combinaciones de componentes integrados y discretos.

Otro CI popular, utilizado en aplicaciones de alta potencia, es el CI híbrido. Los CI híbridos combinan bien dos o más CI monolíticos en un solo circuito o CI monolítico con circuitos de capa fina o de capa gruesa. Los CI híbridos son ampliamente usados en aplicaciones de audio en alta potencia desde 5 hasta más de 50 W.

❑ Niveles de integración

La Figura 17-27*b* es un ejemplo de *integración a baja escala (SSI)*, donde sólo unos cuantos componentes se han integrado para formar un circuito completo. Como regla general, SSI se refiere a los CI con menos de 12 componentes. La mayoría de los circuitos SSI utilizan resistencias, diodos y transistores bipolares integrados. Popularmente a los circuitos integrados también se les llama «chips».

La *integración a media escala (MSI)* se refiere a los CI que tienen de 12 a 100 componentes integrados por chip. Los transistores bipolares o transistores MOS (MOSFET en modo de enriquecimiento) se pueden emplear como transistores integrados de un CI. Además, la mayoría de los chips MSI utilizan componentes bipolares.

La *integración a gran escala (LSI)* hace referencia a CI con más de cien componentes. Debido a que son necesarios pocos pasos para hacer un transistor MOS integrado, un fabricante puede producir más transistores de este tipo en un chip que de transistores bipolares.

La *integración a muy gran escala (VLSI)* se refiere a los CI que tienen miles (o cientos de miles) de componentes integrados por chip. Casi todos los chips modernos emplean tecnología VLSI.

Finalmente, existe la *integración a escala ultragrande (ULSI)*, que hace referencia a los CI que tienen más de un millón de componentes integrados por chip. Los microprocesadores Intel 486 y Pentium usan este tipo de tecnología. Las expectativas actuales consisten en tener más de mil millones de componentes por chip para el año 2011.

17-7. EL ESPEJO DE CORRIENTE

Utilizando CI, existe una forma de incrementar la ganancia de tensión y la CMRR de un amplificador diferencial. La Figura 17-28*a* representa un *diodo de compensación* en paralelo con el diodo emisor de un transistor. La corriente a través de la resistencia viene dada por:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \tag{17-23}$$

Si el diodo de compensación y el diodo emisor tienen idénticas curvas corriente-tensión, la corriente de colector será igual a la corriente por la resistencia:

$$I_C = I_R \tag{17-24}$$

A un circuito como el de la Figura 17-28*a* se le denomina *espejo de corriente* porque la corriente de colector es como la imagen especular de la corriente por la resistencia. Utilizando CI es relativamente sencillo igualar las características del diodo de compensación y el diodo emisor porque ambos componentes están en el mismo chip. Los espejos de corriente se utilizan como fuentes de corriente y cargas activas en el diseño de CI y op amp.

❑ El espejo de corriente alimenta la corriente de polarización

Con terminal de salida único, la ganancia de tensión de un amplificador diferencial es $R_C/2r'_e$ y la ganancia de tensión en modo común es $R_C/2R_E$. El cociente entre ambas ganancias es:

$$\text{CMRR} = \frac{R_E}{r'_e}$$

Cuanto más grande sea el valor de R_E, mayor será el valor de CMRR.

Una forma de obtener una R_E equivalente de valor grande consiste en utilizar un espejo de corriente para producir la corriente de polarización,

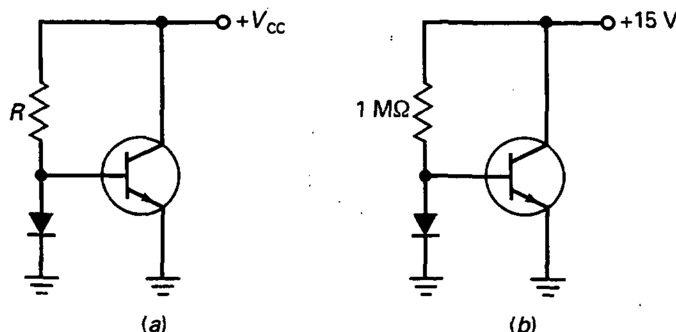


Figura 17-28. El espejo de corriente.

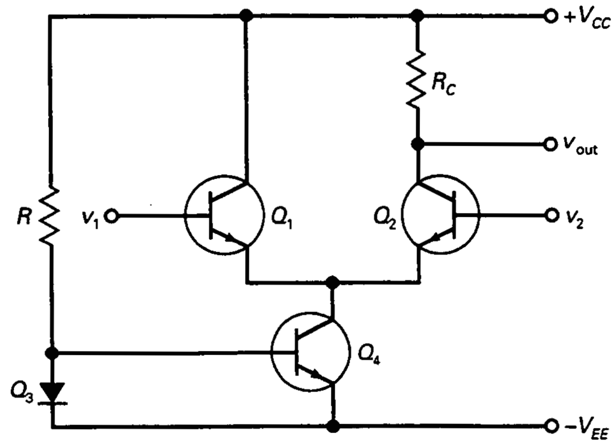


Figura 17-29. El espejo de corriente alimenta la corriente de polarización.

como se ve en la Figura 17-29. La corriente a través del diodo de compensación es:

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \tag{17-25}$$

Debido al espejo de corriente, la corriente de polarización tiene el mismo valor. De esta forma Q_4 actúa como una fuente de corriente y, por tanto, tiene una gran impedancia de salida. Como resultado, la R_E equivalente del amplificador diferencial es del orden de cientos de megaohmios y la CMRR se incrementa enormemente.

❑ Carga activa

La ganancia de tensión de un amplificador diferencial con terminal de salida único es $R_C/2r'_e$. Cuanto mayor se haga R_C, mayor será la ganancia de tensión. La Figura 17-30 representa un espejo de corriente utilizado como una

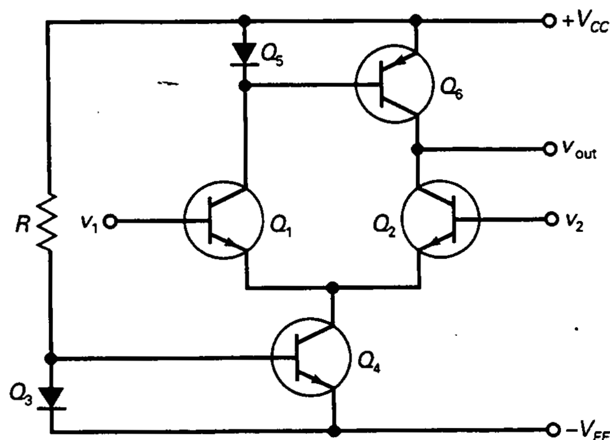


Figura 17-30. El espejo corriente es una carga activa.

resistencia de carga activa. Como Q_6 es una fuente de corriente *pnp*, Q_2 ve una R_C equivalente de cientos de megaohmios. Como resultado, la ganancia de tensión es mucho mayor con una carga activa que con una resistencia ordinaria. Este tipo de cargas activas se utilizan en la mayoría de los op amps.

17-8. EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CARGADO

En el estudio anterior de los amplificadores diferenciales no se utilizó una resistencia de carga. Cuando se usa, el análisis es mucho más complicado, sobe todo con salidas diferenciales.

La Figura 17-31*a* representa una salida diferencial con una resistencia de carga entre los colectores. Hay varias formas de calcular el efecto que produce esta resistencia de carga en la tensión de salida. Si se trata de resolver mediante las ecuaciones de malla de Kirchhoff se tendrán grandes dificultades. Sin embargo, con el teorema de Thevenin el problema se soluciona más fácilmente.

Así es como se hace: Si se abre la resistencia de carga de la Figura 17-31*a*, la tensión de Thevenin es la misma que la v_{out} calculada en secciones anteriores. También, mirando hacia los terminales *AB* con todas las fuentes puestas a cero, se ve una resistencia de Thevenin de $2R_C$. (*Nota:* Como los transistores son fuentes de corriente, se abren cuando se ponen a cero.)

La Figura 17-31*b* representa el circuito de Thevenin equivalente. La tensión alterna de salida v_{out} es la misma tensión de salida discutida en secciones anteriores. Después de calcular v_{out} es fácil encontrar la tensión en la carga porque sólo necesitamos la ley de Ohm. Si un amplificador diferencial tiene salida de un terminal, el circuito equivalente de Thevenin se simplifica al de la Figura 17-31*c*.

EJEMPLO 10-13

¿Cuál es la tensión en la carga en la Figura 17-32*a* cuando $R_L = 15\ k\Omega$?

SOLUCIÓN

Idealmente, la corriente de polarización es 2 mA, la corriente de emisor es 1 mA y $r'_e = 25\ \Omega$. La ganancia de tensión en ausencia de carga es:

$$A = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{7{,}5\ k\Omega}{25\ \Omega} = 300$$

La tensión de Thevenin o de salida en ausencia de carga toma un valor de:

$$v_{out} = Av_1 = 300(10\ mV) = 3\ V$$

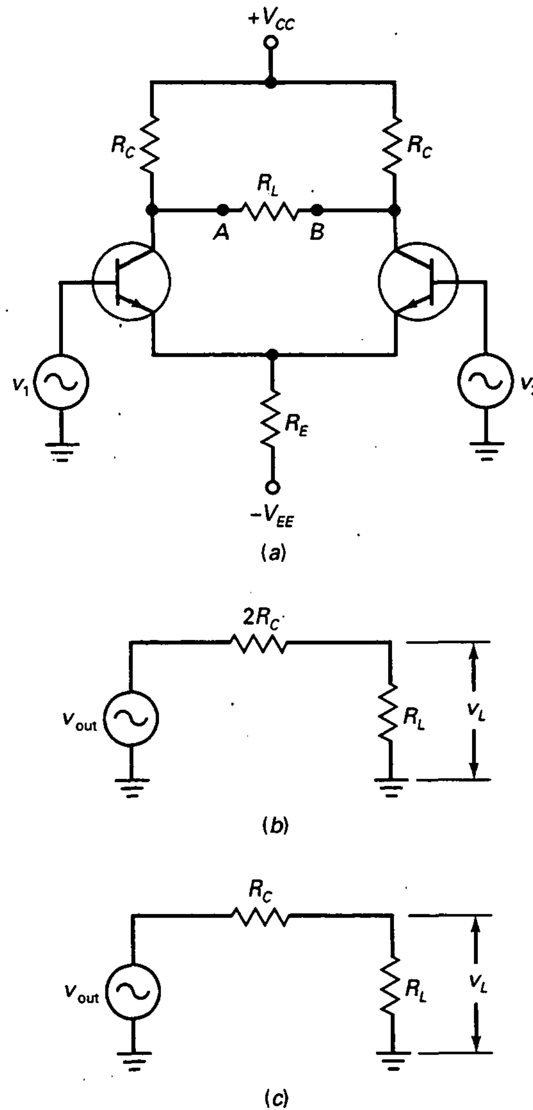


Figura 17-31. *a*) Amplificador diferencial con resistencia de carga; *b*) circuito equivalente de Thevenin para salida diferencial; *c*) circuito equivalente de Thevenin para salida de un terminal.

La resistencia de Thevenin es:

$$R_{TH} = 2R_C = 2(7{,}5\ \text{k}\Omega) = 15\ \text{k}\Omega$$

La Figura 17-32*b* es el circuito equivalente de Thevenin. Con una resistencia de carga de 15 kΩ, la tensión en la carga vale:

$$v_L = 0{,}5(3\ \text{V}) = 1{,}5\ \text{V}$$

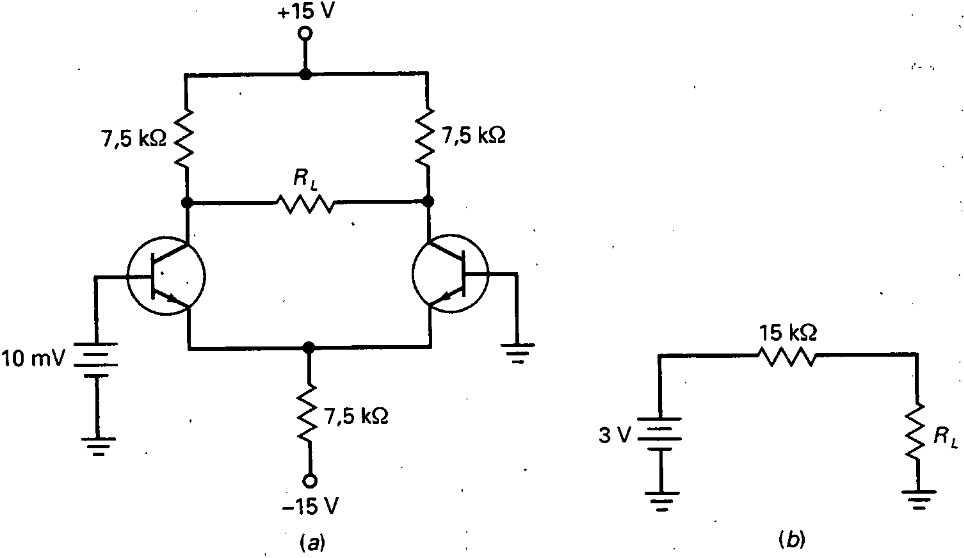


Figura 17-32. Ejemplo.

EJEMPLO 17-14

Se utiliza un amperímetro para la resistencia de carga de la Figura 17-32*a*. ¿Cuál es la corriente a través del amperímetro?

SOLUCIÓN

En la Figura 17-32*b*, la resistencia de carga es idealmente cero y la corriente por la carga vale:

$$I_L = \frac{3\ V}{15\ k\Omega} = 0{,}2\ mA$$

Sin el teorema de Thevenin habría sido un problema muy difícil de resolver.

RESUMEN

Sección 17-1. El amplificador diferencial

El amplificador diferencial es la etapa de entrada característica de un amplificador operacional. No tiene condensadores de acoplo ni de desacoplo, por lo que no posee frecuencia de corte inferior. La entrada puede ser diferencial, no inversora o inversora. Es posible que la salida sea de un único terminal o diferencial.

Sección 17-2. Análisis en continua de un amplificador diferencial

El amplificador diferencial utiliza dos fuentes de polarización de emisor para producir la corriente de polarización. Cuando un amplificador diferencial es perfectamente simétrico, cada corriente de emisor es la mitad de la corriente de polarización. Idealmente la tensión a través de la resistencia de emisor es igual a la tensión de alimentación cambiada de signo.

Sección 17-3. Análisis en alterna de un amplificador diferencial

Debido a que la corriente de polarización es idealmente constante, un incremento de la corriente de emisor de un transistor produce una reducción de la corriente de emisor del otro transistor. La ganancia de tensión, con salida diferencial, es R_C/r'_e. Con terminal de salida único, la ganancia de tensión es la mitad.

Sección 17-4. Características de entrada de un amplificador operacional

Tres características importantes de un op amp son la corriente de polarización de entrada, la corriente de offset de entrada y la tensión de offset de entrada. Las corrientes de polarización y de offset de entrada producen tensiones error de entrada no deseadas al circular por las resistencias de las bases. La tensión de offset de entrada es un error de entrada equivalente producido por diferencias en R_C y V_{BE}.

Sección 17-5. Ganancia en modo común

La mayoría de las interferencias electromagnéticas recogidas en la entrada de un amplificador diferencial son señales en modo común. La CMRR es la ganancia de tensión dividida por la ganancia en modo común. Cuanto mayor es CMRR, mejor.

Sección 17-6. Circuitos integrados

Los CI monolíticos son circuitos completos como amplificadores, reguladores de tensión y circuitos digitales que funcionan en un solo chip. En aplicaciones de alta potencia se emplean CI de capa fina, de capa gruesa e híbridos. Las siglas SSI se refieren a CI con menos de 12 componentes integrados, MSI a circuitos entre 12 y 100 componentes integrado, LSI a los que tienen más de 100 componentes, VLSI a los de más de 1.000 componentes y ULSI a los de más de un millón de componentes.

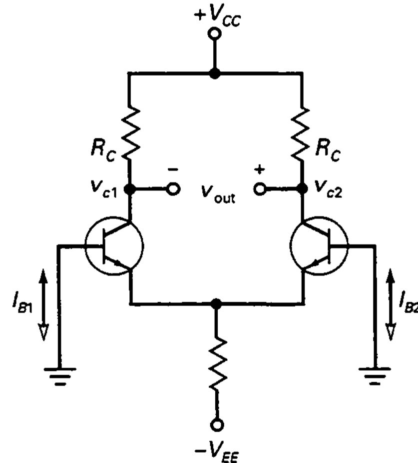
Sección 17-7. El espejo de corriente

El espejo de corriente se usa en los CI porque es una forma conveniente de crear fuentes de corriente y cargas activas. Las ventaja de utilizar espejos de corriente son el incremento en la ganancia de tensión y en la CMRR.

Sección 17-8. El amplificador diferencial cargado

Cuando se usa una resistencia de carga con un amplificador diferencial, la mejor solución consiste en utilizar el teorema de Thevenin. Se calcula la tensión alterna de salida v_{out} como se hizo en secciones anteriores. Esta tensión es igual a la tensión de Thevenin. La resistencia de Thevenin será de $2R_C$ con salida diferencial y de R_C con terminal de salida único.

DEFINICIONES



(17-1) Salida diferencial:

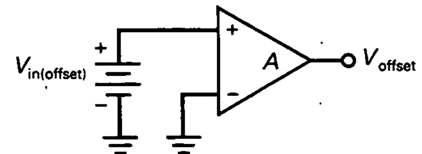
$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1}$$

(17-12) Corriente de polarización de entrada:

$$I_{in(polarización)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

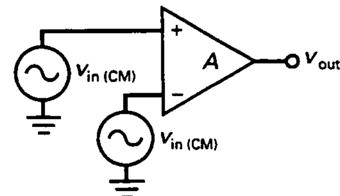
(17-13) Corriente de offset de entrada:

$$I_{in(offset)} = I_{B1} - I_{B2}$$



(17-15) Tensión de offset de entrada:

$$V_{in(offset)} = \frac{V_{offset}}{A}$$



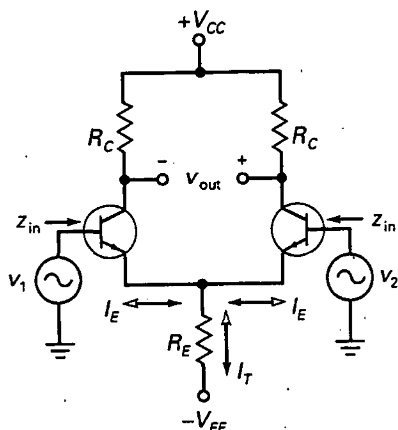
(17-21) Relación de rechazo al modo común:

$$\text{CMRR} = \frac{A}{A_{CM}}$$

(17-22) CMRR en decibelios:

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log \text{CMRR}$$

DERIVACIONES



(17-2) Salida diferencial:

$$v_{out} = A(v_1 - v_2)$$

(17-5) Corriente de polarización:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

(17-6) Corriente de emisor:

$$I_E = \frac{I_T}{2}$$

(17-9) Terminal de salida único:

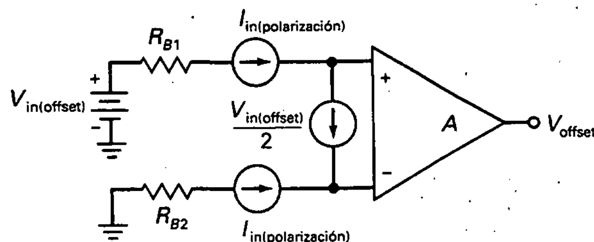
$$A = \frac{R_C}{2r'_e}$$

(17-10) Salida diferencial:

$$A = \frac{R_C}{r'_e}$$

(17-11) Impedancia de entrada:

$$z_{in} = 2\beta r'_e$$



(17-16) Primera tensión error:

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)}$$

(17-17) Segunda tensión error:

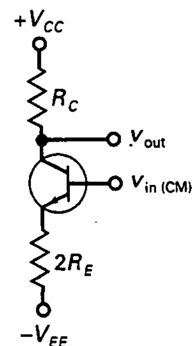
$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(offset)}}{2}$$

(17-18) Tercera tensión error:

$$V_{3offset} = V_{in(offset)}$$

(17-19) Tensión error total de salida:

$$V_{offset} = A(V_{1offset} + V_{2offset} + V_{3offset})$$



(17-20) Ganancia de tensión en modo común:

$$A_{CM} = \frac{R_C}{2R_E}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. Los CI monolíticos
   - **a)** Son formas de circuitos discretos
   - **b)** Están sólo en chips
   - **c)** Son combinaciones de circuitos de capa fina y de capa gruesa
   - **d)** También se les llama CI híbridos
2. El amplificador operacional puede amplificar
   - **a)** Sólo señales
   - **b)** Sólo tensiones continuas
   - **c)** Tanto señales alternas como de continua
   - **d)** Ni señales alternas ni de continua
3. Los componentes se sueldan en
   - **a)** Circuitos discretos
   - **b)** Circuitos integrados
   - **c)** SSI
   - **d)** CI monolíticos

4. La corriente de polarización de un amplificador diferencial es
   a) La mitad de cualquiera de las corrientes de colector
   b) Igual a cualquiera de las corrientes de colector
   c) El doble de cualquiera de las corrientes de colector
   d) Igual a la diferencia entre las corrientes de base
5. La tensión del nudo en la parte superior de la resistencia de polarización es cercana a
   a) La tensión de alimentación de colector
   b) Cero
   c) La tensión de alimentación de emisor
   d) La corriente de polarización por la resistencia de base
6. La corriente de offset de entrada es igual a
   a) La diferencia entre las dos corrientes de base
   b) El valor medio de las dos corrientes de base
   c) La corriente de colector dividida entre la ganancia de corriente
   d) La diferencia entre las dos tensiones base-emisor
7. La corriente de polarización es igual a
   a) La diferencia entre las dos corrientes de emisor
   b) La suma de las dos corrientes de emisor
   c) La corriente de colector dividida entre la ganancia de corriente
   d) La tensión de colector dividida entre la resistencia de colector
8. La ganancia diferencial de tensión de un amplificador diferencial es igual a R_C dividida entre
   a) r'_e c) $2r'_e$
   b) $r'_e/2$ d) R_E
9. La impedancia de entrada de un amplificador diferencial es igual a r'_e por
   a) 0 c) R_E
   b) R_C d) 2β
10. Una señal continua tiene una frecuencia de
   a) 0 Hz c) 0 hasta más de 1 MHz
   b) 60 Hz d) 1 MHz
11. Cuando los dos terminales de entrada de un amplificador diferencial están a masa
   a) Las corrientes de base son iguales
   b) Las corrientes de colector son iguales
   c) Puede existir una tensión de offset de salida
   d) La tensión alterna de salida es cero
12. Una de las causas de la tensión de offset de salida es
   a) La corriente de polarización de entrada
   b) La diferencia en las curvas del diodo de emisor
   c) La corriente de polarización
   d) La ganancia de tensión en modo común
13. Una señal en modo común se aplica a
   a) La entrada no inversora
   b) La entrada inversora
   c) Ambas entradas
   d) En la parte superior de la resistencia de polarización
14. La ganancia de tensión en modo común es
   a) Menor que la ganancia de tensión
   b) Igual a la ganancia de tensión
   c) Mayor que la ganancia de tensión
   d) Ninguna de las anteriores
15. La etapa de entrada de un amplificador operacional es generalmente un
   a) Amplificador diferencial
   b) Amplificador en contrafase en clase B
   c) Amplificador en EC
   d) Amplificador en EC degenerado
16. La resistencia R_E de un amplificador diferencial actúa como una
   a) Batería c) Transistor
   b) Fuente de corriente d) Diodo
17. La ganancia de tensión en modo común de un amplificador diferencial es igual a R_C dividida entre
   a) r'_e c) $2r'_e$
   b) $r'_e/2$ d) $2R_E$
18. Cuando las dos bases están a masa en un amplificador diferencial, la tensión en extremos de cada diodo de emisor es
   a) Cero c) La misma
   b) 0,7 V d) Alta
19. La relación de rechazo al modo común es:
   a) Muy baja
   b) A menudo expresada en decibelios
   c) Igual a la ganancia de tensión
   d) Igual a la ganancia de tensión en modo común
20. La etapa de entrada típica de un op amp tiene
   a) Entrada y salida de terminal único
   b) Entrada de terminal único y salida diferencial
   c) Entrada diferencial y salida de terminal único
   d) Entrada diferencial y salida diferencial
21. La corriente de offset de entrada es normalmente
   a) Menor que la corriente de polarización de entrada
   b) Igual a cero
   c) Menor que la tensión de offset de entrada
   d) Carente de importancia cuando se usa una resistencia de base
22. Con las dos bases a masa el único offset que produce error es
   a) La corriente de offset de entrada
   b) La corriente de polarización de entrada
   c) La tensión de offset de entrada
   d) β

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Por favor, dibuje las seis configuraciones de un amplificador diferencial e identifique las entradas y salidas como no inversoras, inversoras, de terminal único o diferenciales.
2. Dibuje un amplificador diferencial con una entrada diferencial y *terminal de salida único. Dígame* cómo calcularía la corriente de polarización, las corrientes de emisor y las tensiones de colector.
3. Dibuje un amplificador diferencial que tenga una ganancia de tensión de R_C/r'_e. Ahora dibuje cualquier otro amplificador diferencial que tenga una ganancia de tensión de $R_C/2r'_e$.
4. Dígame qué es una señal en modo común y qué ventajas tiene un amplificador diferencial cuando una señal de este tipo está presente en la entrada.
5. Un amplificador diferencial tiene un amperímetro conectado a su salida diferencial. ¿Cómo calcularía la corriente a través del amperímetro?
6. Asuma que tiene un amplificador diferencial con una resistencia de polarización. Ha determinado que la CMRR del circuito no es admisible. ¿Cómo mejoraría la CMRR?
7. Explique el concepto de espejo de corriente y por qué se usa.
8. ¿La CMRR debe tener un valor grande? ¿Por qué?
9. En un amplificador diferencial ambos emisores *están conectados entre sí* y obtienen corriente a través de una resistencia común. Si tuviera que sustituir la resistencia común por cualquier otro componente, ¿qué usaría para mejorar el funcionamiento?
10. ¿Por qué un amplificador diferencial tiene una impedancia de entrada mayor que un amplificador en EC?
11. ¿Qué simula un espejo de corriente? Es decir, ¿como qué se utiliza?
12. ¿Cuáles son las ventajas de utilizar espejos de corriente?
13. ¿Cómo probaría un op amp 741 con un óhmetro?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 17-2. Análisis en continua de un amplificador diferencial

17-1. ¿Cuáles son las corrientes y tensiones ideales en la Figura 17-33?

17-2. Repita el problema anterior usando la segunda aproximación.

17-3. ¿Cuáles son las corrientes y tensiones ideales en la Figura 17-34?

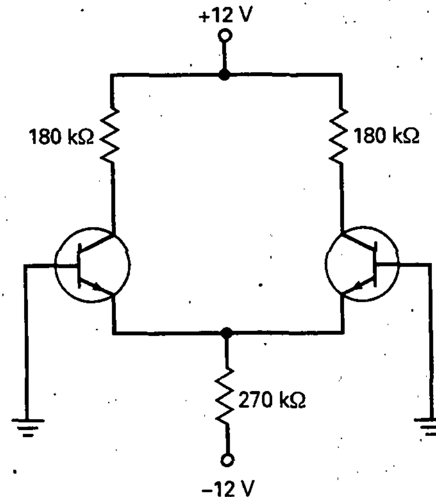


Figura 17-33

17-4. Repita el problema anterior usando la segunda aproximación.

Sección 17-3. Análisis en alterna de un amplificador diferencial

17-5. En la Figura 17-35, ¿cuál es la tensión alterna de salida? Si $\beta = 275$, ¿cuál es la impedancia de entrada del amplificador diferencial? Utilice la aproximación ideal para obtener la corriente de polarización?

17-6. Repita el problema anterior usando la segunda aproximación.

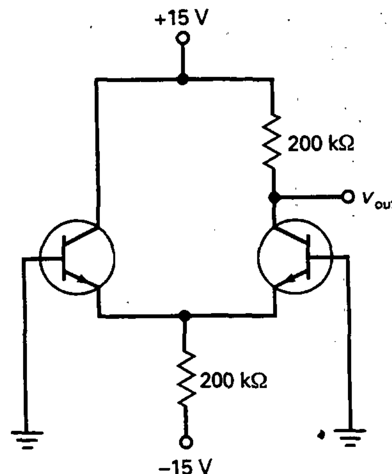


Figura 17-34

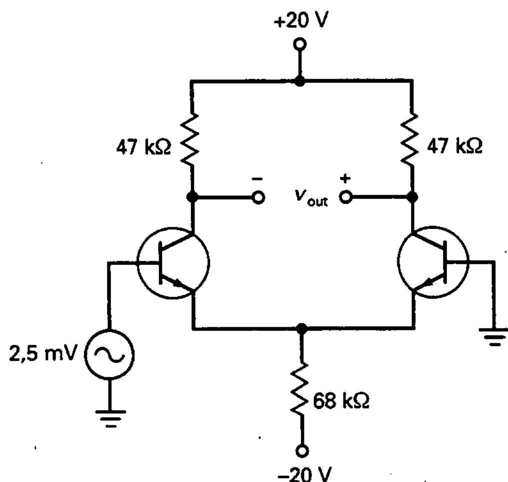


Figura 17-35

17-7. Repita el problema 17-5 poniendo a masa la entrada no inversora y usando una entrada de $v_2 = 1$ mV.

Sección 17-4. Características de entrada de un amplificador operacional

17-8. El amplificador diferencial de la Figura 17-36 tiene $A = 360$, $I_{in(polarización)} = 600$ nA, $I_{in(offset)} = 100$ nA y $V_{in(offset)} = 1$ mV. ¿Cuál es la tensión error de salida? Si se usa una resistencia de base adaptada, ¿cuál es la tensión error de salida?

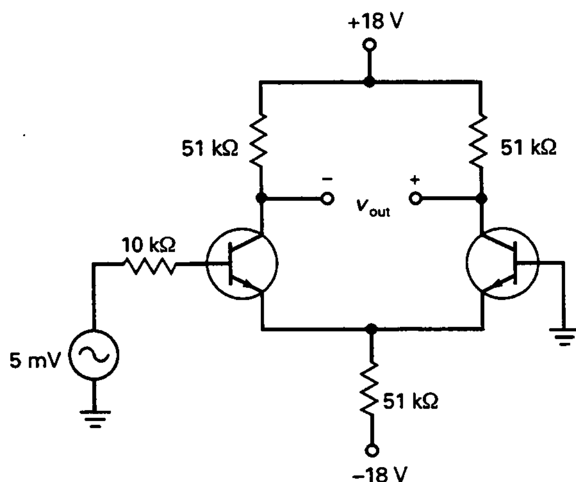


Figura 17-36

17-9. El amplificador diferencial de la Figura 17-36 tiene $A = 250$, $I_{in(polarización)} = 1$ μA, $I_{in(offset)} = 200$ nA y $V_{in(offset)} = 5$ mV. ¿Cuál es la tensión error de salida? Si se usa una resistencia de base adaptada, ¿cuál es la tensión error de salida?

Sección 17-5. Ganancia en modo común

17-10. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común de la Figura 17-37? Si existe una tensión en modo común de 20 μV en ambas bases, ¿cuál es la tensión de salida en modo común?

17-11. En la Figura 17-37, $v_{in} = 2$ mV y $v_{in(CM)} = 5$ mV. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

17-12. Un 741C es un op amp con $A = 100.000$ y una mínima $CMRR_{dB} = 70$ dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común? Si una señal deseada y otra en modo común tienen un valor de 5 μV cada una, ¿cuál es la tensión de salida?

17-13. Si las fuentes de alimentación se reducen a +10 V y −10 V, ¿cuál es la CMRR de la Figura 17-37? Exprese la respuesta en decibelios.

17-14. La hoja de características de un amplificador operacional da una $A = 150.000$ y una CMRR = 85 dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común?

Sección 17-8. El amplificador diferencial cargado

17-15. Se conecta una resistencia de carga de 27 kΩ en la salida diferencial de la Figura 17-36. ¿Cuál es la tensión en la carga?

17-16. ¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 17-36 si se conecta un amperímetro a la salida?

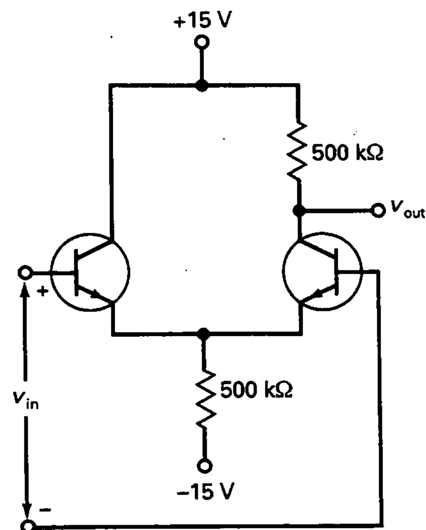


Figura 17-37

DETECTOR DE AVERÍAS

17-17. Una persona construye el amplificador diferencial de la Figura 17-35 sin las resistencias de base de tal forma que éstas quedan al aire. ¿A qué es igual la tensión de salida? Basándose en la respuesta anterior, ¿qué es lo que cualquier amplificador diferencial necesita para funcionar adecuadamente?

17-18. En la Figura 17-34 se usan erróneamente 20 kΩ en lugar de la resistencia de colector de 200 kΩ. ¿Cuánto vale la tensión de salida?

17-19. En la Figura 17-34, v_{out} es casi cero. La corriente de polarización de entrada es de 80 nA. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones describe el problema?

a) La resistencia de colector de 200 kΩ está en cortocircuito.
b) La resistencia de polarización de 200 kΩ está abierta.
c) La resistencia de base del transistor de la izquierda de 300 kΩ está abierta.
d) Ambas entradas están cortocircuitadas.

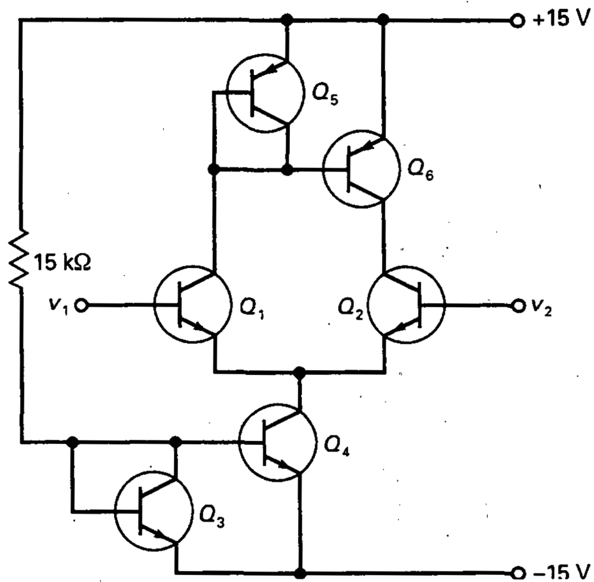
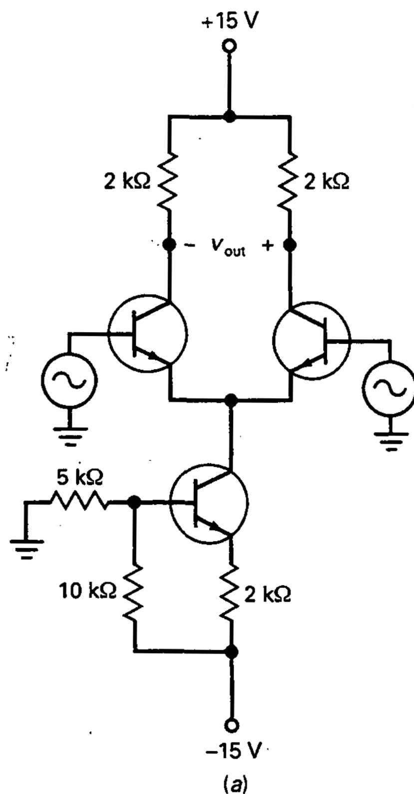


Figura 17-38



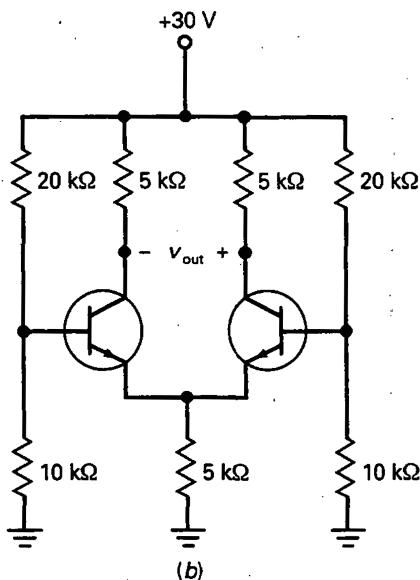


Figura 17-39

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

17-20. En la Figura 17-34 los transistores son idénticos con $\beta_{dc} = 200$. ¿Cuál es la tensión de salida?

17-21. ¿Cuáles son las tensiones de las bases en la Figura 17-34 si cada transistor tiene $\beta_{dc} = 300$?

17-22. En la Figura 17-38, los transistores Q_3 y Q_5 están conectados para actuar como diodos de compensación de Q_4 y Q_6. ¿Cuál es la corriente de polarización? ¿Cuál es la corriente a través de la carga activa?

17-23. La resistencia de 15 kΩ de la Figura 17-38 se cambia para tener una corriente de 15 μA. ¿Cuál es el nuevo valor de la resistencia?

17-24. A temperatura ambiente, la tensión de salida de la Figura 17-34 tiene un valor de 7,5 V. A medida que la temperatura se incrementa, disminuye el V_{BE} de cada diodo de emisor. Si el V_{BE} de la izquierda disminuye 2 mV por grado y el V_{BE} de la derecha disminuye 2,1 mV por grado, ¿cuál es la tensión de salida a 75 °C?

17-25. La resistencia de continua de cada fuente en la Figura 17-39*a* es cero. ¿Cuál es el valor de r'_e de cada transistor? Si la tensión alterna de salida es la diferencia de potencial entre los colectores, ¿cuál es la ganancia de tensión?

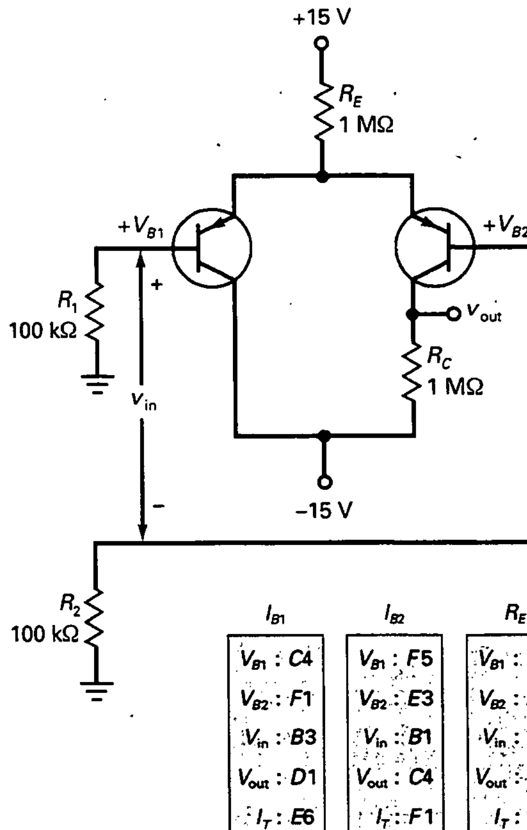
17-26. Si los transistores son idénticos en la Figura 17-39*b*, ¿cuál es la corriente de polarización? ¿Cuál es la diferencia de potencial entre el colector de la izquierda y masa? ¿Y cuál es la diferencia de potencial entre el colector de la derecha y masa?

ANÁLISIS DIFERENCIAL

17-27. En la Figura 17-40, prediga la respuesta de cada variable dependiente en las cajas etiquetadas I_{B1} e I_{B2}.

17-28. En la Figura 17-40, prediga la respuesta de cada variable dependiente en las cajas etiquetadas R_E y R_C.

17-29. En la Figura 17-40, prediga la respuesta de cada variable dependiente en la caja etiquetada V_{CC}.



	1	2	3	4	5	6
A	N	A	D	D	A	D
B	A	N	A	D	A	D
C	D	D	N	A	N	A
D	A	D	N	A	D	N
E	D	N	A	N	D	N
F	N	A	D	D	N	A

RESPUESTAS

I_{B1}	I_{B2}	R_E	R_C	$\pm V_{CC}$
V_{B1} : C4	V_{B1} : F5	V_{B1} : D2	V_{B1} : A1	V_{B1} : D4
V_{B2} : F1	V_{B2} : E3	V_{B2} : A3	V_{B2} : C5	V_{B2} : F6
V_{in} : B3	V_{in} : B1	V_{in} : C5	V_{in} : D6	V_{in} : B2
V_{out} : D1	V_{out} : C4	V_{out} : E3	V_{out} : B5	V_{out} : C5
I_T : E6	I_T : F1	I_T : B6	I_T : F1	I_T : D1

Figura 17-40

CAPÍTULO 18

Amplificadores operacionales

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Enumerar las características de los amplificadores operacionales ideales y de los 741.
- Definir velocidad de respuesta y utilizarla para encontrar el ancho de banda a plena potencia de un amplificador operacional.
- Analizar un amplificador operacional inversor.
- Analizar un amplificador operacional no inversor.
- Explicar cómo funcionan los amplificadores sumadores y los seguidores de tensión.
- Enumerar otros circuitos integrados y comentar cómo se aplican.

VOCABULARIO

- amplificador inversor
- amplificador no inversor
- amplificador sumador
- ancho de banda a plena potencia
- ancho de banda en lazo abierto
- ancho de banda para gran señal
- autoelevación
- canal
- carga activa
- condensador de compensación
- corriente de salida en cortocircuito
- cortocicuito mecánico
- cortocircuito virtual
- deriva
- desplazamiento
- escalón de tensión
- fuente de tensión controlada por tensión (VCVS)
- ganancia de tensión en lazo abierto
- ganancia de tensión en lazo cerrado
- masa mecánica
- masa virtual
- mezclador
- op amp BIFET
- producto ganancia-ancho de banda (GBW)
- relación de rechazo de la alimentación
- respuesta de primer orden
- seguidor de emisor
- tensión de offset de salida
- velocidad de respuesta

Aunque existen algunos amplificadores operacionales para alta potencia, la mayoría son dispositivos de baja potencia con una limitación de potencia máxima menor de un vatio. Algunos op amp se diseñan optimizando su ancho de banda, otros para tener una corriente offset de entrada pequeña, otros para tener poco ruido, etc. Por esta razón existe tal variedad de amplificadores operacionales disponibles en el mercado. Se puede encontrar un amplificador operacional adecuado casi para cualquier aplicación analógica. Los amplificadores operacionales son uno de los componentes activos más básicos en los sistemas analógicos. Por ejemplo, conectando dos resistencias externas se pueden ajustar la ganancia de tensión y el ancho de banda según nuestras necesidades. Además, con otros componentes externos es posible construir convertidores de forma de onda, osciladores, filtros activos y varios circuitos interesantes.

18-1. INTRODUCCIÓN A LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

La Figura 18-1 representa un diagrama de bloques de un amplificador operacional. La etapa de entrada es un amplificador diferencial seguido de más

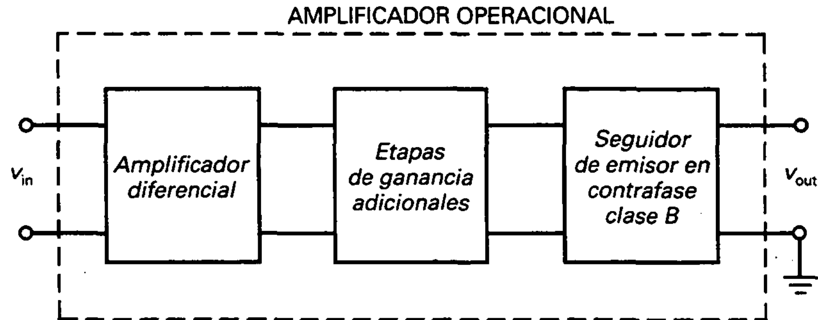


Figura 18-1. Diagrama de bloques de un amplificador operacional.

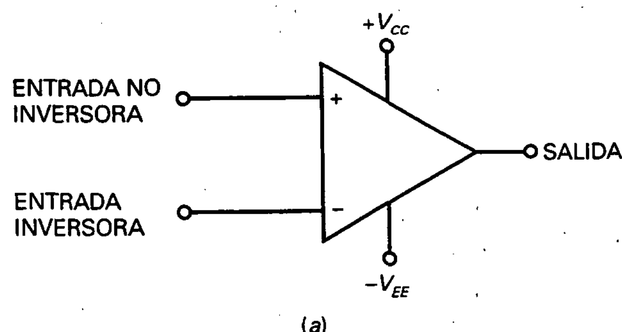
etapas de ganancia y un seguidor de emisor clase B en contrafase. Debido a que la primera etapa es un amplificador diferencial, determina las características de entrada del amplificador operacional. En la mayoría de los amplificadores operacionales la salida es de un terminal, como se muestra en la figura. Con alimentación positiva y negativa, la salida se diseña para tener un valor cero en el punto de trabajo. De esta forma, una tensión de entrada cero produce idealmente una tensión de salida cero.

No todos los amplificadores operacionales están diseñados como el de la Figura 18-1. Por ejemplo, algunos no usan una salida clase B en contrafase, y otros pueden tener salida diferencial. Los amplificadores operacionales tampoco son tan simples como sugiere dicha figura. El diseño interno de un amplificador operacional monolítico es muy complicado, ya que utiliza docenas de transistores como espejos de corriente, cargas activas y otras innovaciones que no son posibles en diseños discretos. Para el propósito de este libro, la Figura 18-1 contiene dos características importantes comunes a los amplificadores operacionales típicos: la entrada diferencial y la salida de un terminal.

La Figura 18-2*a* representa el símbolo eléctrico de un amplificador operacional. Tiene entradas inversora y no inversora y una salida de un terminal. Idealmente este símbolo significa que el amplificador tiene ganancia de tensión infinita, impedancia de entrada infinita e impedancia de salida cero. El amplificador operacional ideal representa un amplificador de tensión perfecto y a menudo se denomina *fuente de tensión controlada por tensión* (*VCVS*: del inglés *voltage-controlled voltage source*). Podemos visualizar un VCVS como se muestra en la Figura 18-2*b*, donde R_{in} es infinita y R_{out} es cero.

La Tabla 18-1 resume las características de un amplificador operacional ideal. Éste tiene ganancia de tensión infinita, frecuencia de ganancia unidad infinita, impedancia de entrada infinita y CMRR infinita. También posee resistencia de salida cero, corriente de polarización cero y offsets cero. Esto es lo que los fabricantes construirían si pudieran. Lo que se puede fabricar en la realidad se aproxima a estos valores ideales.

Por ejemplo, el LM741C de la Tabla 18-1 es un amplificador operacional estándar, un clásico que ha estado en el mercado desde la década de los sesenta. Sus características son lo mínimo que se puede esperar de un amplificador operacional monolítico. El LM741C tiene una ganancia de tensión de 100.000 una frecuencia de ganancia unidad de 1 MHz, una impedancia



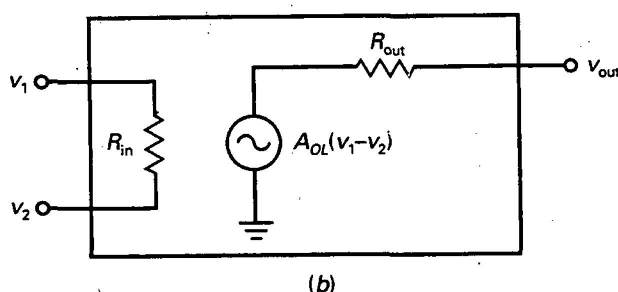


Figura 18-2. *a*) Símbolo eléctrico para un amplificador operacional; *b*) circuito equivalente de un amplificador operacional.

de entrada de 2 MΩ, etc. Debido a que la ganancia de tensión es tan alta, los offsets de entrada pueden saturar fácilmente el amplificador operacional. Ésta es la razón de que los circuitos prácticos necesiten componentes externos entre la entrada y la salida de un amplificador operacional para estabilizar la ganancia de tensión. Por ejemplo, en muchas aplicaciones la alimentación negativa se utiliza para ajustar la ganancia de tensión total a un valor mucho menor a cambio de obtener un funcionamiento lineal estable.

Cuando no se emplea lazo de realimentación, la ganancia de tensión es máxima y se denomina ganancia de tensión en lazo abierto, designa A_{OL}. En la Tabla 18-1 se puede observar que la A_{OL} del LM741C es 100.000. Aunque

Tabla 18-1. Características típicas del amplificador operacional

Característica	Símbolo	Ideal	LM741C	LF157A
Ganancia de tensión en lazo abierto	A_{OL}	Infinito	100.000	200.000
Frecuencia de ganancia unidad	f_{unidad}	Infinito	1 MHz	20 MHz
Resistencia de entrada	R_{in}	Infinito	2 MΩ	10^{12} Ω
Resistencia de salida	R_{out}	Cero	75 Ω	100 Ω
Corriente de polarización de entrada	$I_{in(polarización)}$	Cero	80 nA	30 pA
Corriente de offset de entrada	$I_{in(offset)}$	Cero	20 nA	3 pA
Tensión de offset de entrada	$V_{in(offset)}$	Cero	2 mV	1 mV
Relación de rechazo al modo común	CMRR	Infinito	90 dB	100 dB

no es infinito, esta ganancia de tensión en lazo abierto es muy alta. Por ejemplo, una entrada tan pequeña como 10 μV produce una salida de 1 V. Como la ganancia de tensión en lazo abierto es muy alta, podemos usar una fuerte realimentación negativa para mejorar el funcionamiento de un circuito.

El 741C tiene una frecuencia de ganancia unidad de 1 MHz. Esto significa que se puede tener ganancia de tensión útil casi hasta 1 MHz. El 741C tiene una resistencia de entrada de 2 MΩ, una resistencia de salida de 75 Ω, una corriente de polarización de 80 nA, una corriente de offset de entrada de 20 nA, una tensión de offset de entrada de 2 mV y una CMRR de 90 dB.

Cuando se necesita una mayor resistencia de entrada, un diseñador puede utilizar un *amplificador operacional BIFET.* Este tipo de amplificadores operacionales incorpora JFET y transistores bipolares en el mismo chip. Los JFET se usan en las etapas de entrada para obtener menores corrientes de polarización y de offset; los transistores bipolares se usan en las últimas etapas para obtener más ganancia de tensión.

El LF157A es un ejemplo de un amplificador operacional BIFET. Como se muestra en la Tabla 18-1, la corriente de polarización de entrada es sólo 30 pA, y la resistencia de entrada es 10^{12} Ω. El LF157A posee una ganancia de tensión de 200.000 y una frecuencia de ganancia unidad de 20 MHz. Con este dispositivo se puede obtener ganancia de tensión hasta los 20 MHz.

18-2. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

En 1965, la compañía Fairchild Semiconductor introdujo en el mercado el μA709, el primer amplificador operacional monolítico ampliamente usado. Aunque disfrutó de un gran éxito, esta primera generación de amplificadores operacionales tenía muchas desventajas. Este hecho condujo a diseñar un amplificador operacional mejorado, el μA741. Debido a que es muy barato y sencillo de usar, el μA741 ha tenido un enorme éxito. Otros diseños del 741 han aparecido a partir de entonces en el mercado. Por ejemplo, Motorola produce el MC1741, National Semiconductor el LM741 y Texas Instruments el SN72741. Todos esos amplificadores operacionales monolíticos son equivalentes al μA741, ya que tienen las mismas especificaciones en sus hojas de características. Para simplificar el nombre, la mayoría de la gente ha evitado los prefijos y a este amplificador operacional de gran uso se le llama simplemente 741.

❑ Un estándar industrial

El 741 se ha convertido en un estándar industrial. En general, trate de utilizarlo en sus primeros diseños. En aquellos casos en que no se puedan satisfacer las especificaciones de diseño con el 741, opte por otro amplificador operacional. Por su gran importancia, se utilizará el 741 como dispositivo básico en las exposiciones siguientes. Una vez que se haya entendido el 741, se pueden investigar otros amplificadores operacionales.

Referente a este modelo, hay que decir que el 741 tiene diferentes versiones numeradas: 741, 741A, 741C, 741E, 741N y así sucesivamente. Difieren en su ganancia de tensión, rango de temperatura, nivel de ruido y

otras características. El 741C (la C indica nivel comercial) es el más barato y el más utilizado. Tiene una impedancia de entrada de 2 MΩ, una ganancia de tensión de 100.000 y una impedancia de salida de 75 Ω.

❑ El amplificador diferencial de entrada

En la Figura 18-3 se muestra el circuito interno simplificado del 741. Este circuito es equivalente al del 741 y de otros amplificadores operacionales posteriores. No es necesario entender en detalle el diseño, pero se debe tener una idea general de cómo funciona. Teniendo esto en cuenta, su funcionamiento es el que se explica a continuación.

La etapa de entrada es un amplificador diferencial utilizando transistores *pnp* (Q_1 y Q_2). Como el lector sabe, la resistencia de polarización actúa como una fuente de corriente. En el 741, Q_{14} es una fuente de corriente que reemplaza a la resistencia de polarización. R_2 y Q_{13} controlan la polarización de Q_{14}, que produce la corriente de polarización del amplificador diferencial. En vez de utilizar una resistencia normal como resistencia de colector del amplificador diferencial, el 741 tiene una carga activa. Esta carga activa, Q_4, actúa como una fuente de corriente con una impedancia extremadamente alta. Por ello, la ganancia de tensión del amplificador diferencial es mucho mayor que antes.

La señal amplificada del amplificador diferencial excita la base de Q_5, que es un seguidor de emisor. Esta etapa incrementa el nivel de impedancia para no cargar el amplificador diferencial. La señal que sale de Q_5 se aplica a Q_6. Los diodos Q_7 y Q_8 forman parte de la polarización de la etapa final. Q_{11} es la carga activa de Q_6. Por consiguiente, Q_6 y Q_{11} son como una etapa en EC con una muy alta ganancia de tensión.

❑ La etapa final

La señal amplificada que sale de la etapa en EC va a la etapa final, que es un seguidor de emisor en contrafase clase B (Q_9 y Q_{10}). Debido a la alimentación simétrica (iguales tensiones positiva y negativa), la tensión de salida es idealmente 0 V cuando la tensión de entrada es 0. Cualquier desviación de ésta se denomina *tensión de offset de salida*. Cuando existe una tensión de entrada V_{in}, con la polaridad mostrada, la tensión de salida, V_{out}, es positiva. Si V_{in} tiene una polaridad opuesta a la mostrada en la Figura 18-3, V_{out} es negativa. Idealmente, V_{out} puede alcanzar $+V_{CC}$ o $-V_{EE}$ sin que la señal se recorte. Como una segunda aproximación, la excursión de la salida es 1 o 2 V menor que cada tensión de alimentación debido a la caída de tensión dentro del 741.

❑ Carga activa

En la Figura 18-3 se ofrecen dos ejemplos de carga activa (utilizando transistores en vez de resistencias como cargas). Primero hay una carga activa, Q_4, en el amplificador diferencial. Segundo, hay otra carga activa, Q_{11}, en la etapa excitadora en EC. Puesto que las fuentes de corrientes tienen impedancias altas, las cargas activas producen ganancias de tensión mucho más

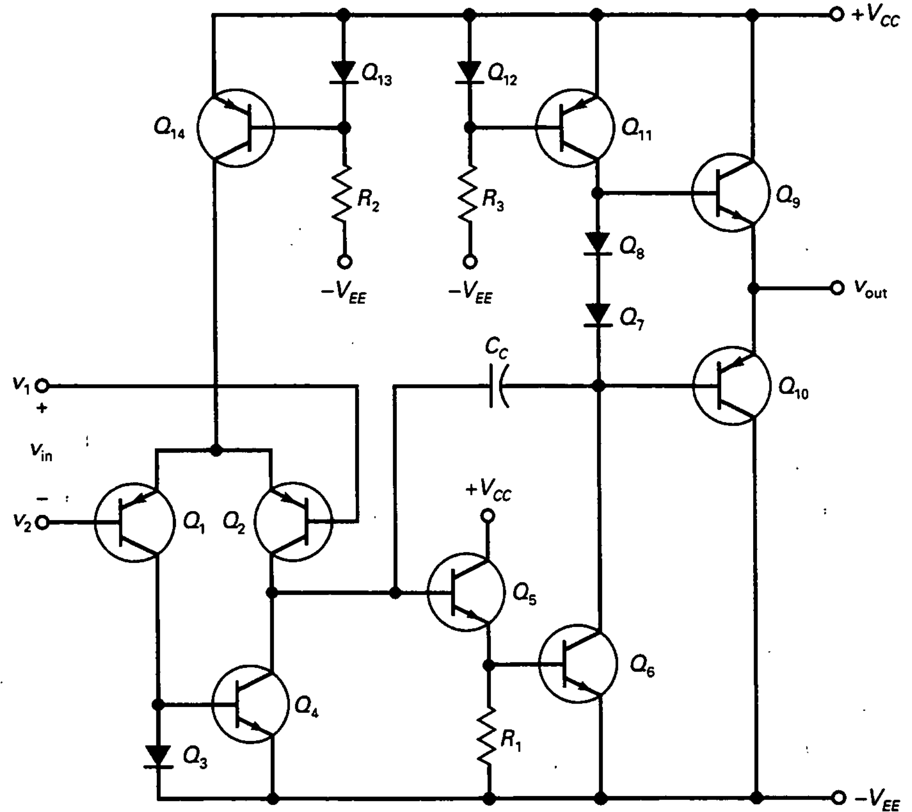


Figura 18-3. Circuito interno simplificado de un 741.

altas de las que se conseguirían con resistencias. Estas cargas activas producen una ganancia de tensión típica de 100.000 en el 741C.

Las cargas activas son muy comunes en los circuitos integrados porque es más fácil y menos costoso fabricar transistores en un chip que fabricar resistencias.

❑ Compensación de frecuencia

En la Figura 18-3, C_C es un condensador de compensación. Debido al efecto Miller, este pequeño condensador (generalmente de 30 pF) se multiplica por la ganancia de tensión de Q_5 y Q_6 para tener una capacidad equivalente mucho mayor de

$$C_{in(Miller)} = (A + 1)C_C$$

donde A es la ganancia de tensión de las etapas de Q_5 y Q_6. La resistencia frente a esta capacidad Miller es la impedancia de salida del amplificador diferencial. Por tanto, se tiene un circuito de desacoplo como se describió en el Capítulo 16. Este circuito de desacoplo produce una frecuencia de corte

de 10 Hz en un 741C. La ganancia en lazo abierto del amplificador operacional decrece 3 dB en esta frecuencia de corte. Después, la ganancia en lazo abierto decrece aproximadamente 20 dB por década hasta alcanzar la frecuencia de ganancia unidad.

La resistencia frente a esta capacidad Miller es la impedancia de salida del amplificador diferencial. Por tanto, se tiene un circuito de desacoplo como se describió en el Capítulo 16. Este circuito de desacoplo produce una frecuencia de corte de 10 Hz en un 741C. La ganancia en lazo abierto del amplificador operacional decrece 3 dB en esta frecuencia de corte. Después, la ganancia en lazo abierto decrece aproximadamente 20 dB por década hasta alcanzar la frecuencia de ganancia unidad.

La Figura 18-4 muestra el diagrama de Bode asintótico de la ganancia de tensión en lazo abierto frente a la frecuencia. El 741C tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, equivalente a 100 dB. Como la frecuencia de corte en lazo abierto es 10 Hz, la ganancia de tensión se quiebra a 10 Hz y después cae con una pendiente de 20 dB por década hasta que es 0 dB a 1 MHz.

En un capítulo posterior se estudian los *filtros activos*, circuitos que usan amplificadores operacionales, resistencias y condensadores para ajustar la respuesta en frecuencia para diferentes aplicaciones. Entonces, se introducirán circuitos que producen una respuesta de primer orden (pendiente de 20 dB por década), una respuesta de segundo orden (pendiente de 40 dB por década), una respuesta de tercer orden (pendiente de 60 dB por década), y así sucesivamente. Un amplificador operacional que está compensado internamente, como el 741C, tiene una *respuesta de primer orden.*

Se debe destacar que no todos los amplificadores operacionales están compensados internamente. Algunos requieren que el usuario conecte un condensador de compensación externo para evitar oscilaciones. La ventaja de utilizar compensación externa es que el diseñador tiene más control sobre las prestaciones en altas frecuencias. Aunque un condensador externo es la forma más simple de compensación, se pueden utilizar circuitos más complicados que no sólo proporcionan compensación, sino que también producen una $f_{máx}$ mayor que la que es posible con compensación interna.

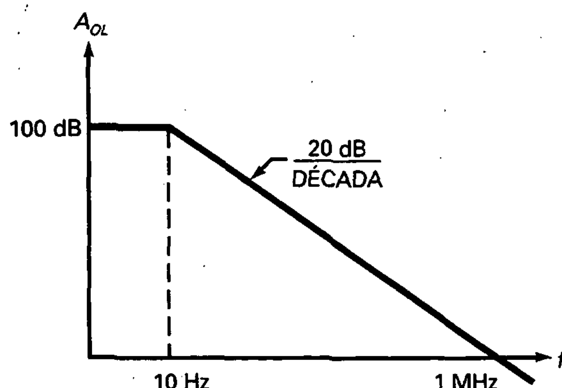


Figura 18-4. Diagrama asintótico de Bode de la ganancia de tensión en lazo abierto para un 741C.

❑ Polarizaciones y offsets

Como se estudió en el Capítulo 17, un amplificador diferencial tiene polarizaciones y offsets de entrada que producen una salida errónea cuando no existe señal de entrada. En muchas aplicaciones el offset de salida es tan pequeño que se puede ignorar. Cuando no se puede ignorar, un diseñador puede reducirlo usando resistencias de base iguales, lo que elimina el problema de la corriente de polarización, pero no la corriente de offset o la tensión de offset.

Por esta razón es más conveniente eliminar el offset de salida utilizando los circuitos de anulación que se especifican en las hojas de características. El circuito de anulación que se recomienda funciona a nivel de circuito interno para eliminar el offset de salida y también para minimizar la *deriva*, un ligero cambio en la tensión de salida causada por el efecto del cambio de temperatura en los parámetros del amplificador operacional. Algunas veces, las hojas de características de un amplificador operacional no incluyen un circuito de anulación. En este caso se tiene que aplicar una pequeña tensión de entrada para anular la salida. Se comentará este método más adelante.

La Figura 18-5 representa el método de anulación sugerido en la hoja de características de un 741C. La fuente de tensión alterna que excita la entrada inversora tiene una resistencia Thevenin de R_B. Para neutralizar el efecto de la corriente de polarización de entrada (80 nA) circulando a través de esta resistencia de fuente, se añade una resistencia discreta del mismo valor a la entrada no inversora, como se muestra en la figura.

Para eliminar el efecto de una corriente de offset de entrada de 20 nA y una tensión de offset de entrada de 2 mV, la hoja de características de un 741C recomienda usar un potenciómetro de 10 kΩ entre los terminales 1 y 5. Ajustando este potenciómetro, sin ninguna señal de entrada, se puede conseguir tensión cero a la salida.

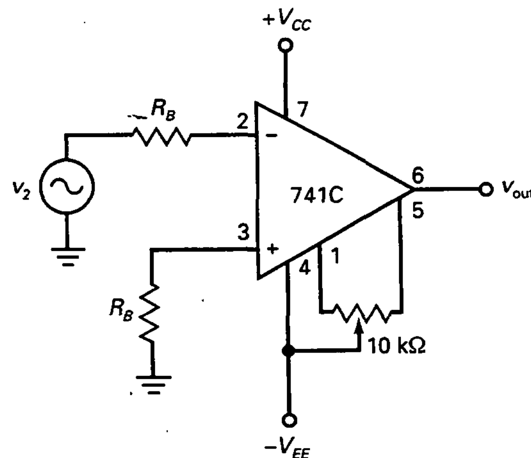


Figura 18-5. Compensación y anulación para un 741C.

❑ Relación de rechazo al modo común

El *rechazo al modo común* se definió anteriormente. Para un 741C, CMRR = 90 dB en frecuencias medias. Dadas dos señales iguales, una señal deseada y otra señal en modo común, la señal deseada será 90 dB mayor en la salida que la señal en modo común. Expresado numéricamente, significa que la señal deseada será aproximadamente 30.000 veces mayor que la señal en modo común. En altas frecuencias, las inductancias parásitas degradan el CMRR, como muestra la Figura 18-6*a*. Obsérvese que el CMRR es aproximadamente 75 dB en 1 kHz, 56 dB en 10 kHz, y así sucesivamente.

❑ Máxima excursión de salida

El *valor* MPP de un amplificador es la máxima tensión de salida pico a pico sin recortar que un amplificador puede producir. Teniendo en cuenta que la salida en el punto de polarización de un amplificador es idealmente cero, la tensión de salida puede tener una excursión tanto positiva como negativa. Para resistencias de carga mucho mayores que R_{out}, la tensión de salida puede tener una variación cercana a las tensiones de alimentación. Por ejemplo, si V_{CC} = +15 V y V_{EE} = −15 V, el valor MMP con una resistencia de carga de 10 kΩ es idealmente 30 V.

En realidad, la tensión de salida no puede alcanzar el valor de las fuentes de alimentación, pues existen pequeñas caídas de tesión en las etapas finales del amplificador operacional. Por otro lado, cuando la resistencia de carga no es elevada comparada con la R_{out}, una parte de la tensión amplificada cae en R_{out}, lo que implica que la tensión de salida se reduce. La Figura 18-6*b* muestra la gráfica de MPP en función de la resistencia de carga de un 741. Obsérvese que MPP es aproximadamente 27 V para una R_L de 10 kΩ. Esto significa que la salida se satura positivamente a +13,5 V y negativamente a −13,5 V. Cuando la resistencia de carga decrece, MPP decrece como se muestra en la figura. Por ejemplo, si la resistencia de carga es sólo 275 Ω, MPP decrece a 16 V, lo que significa que la salida se satura positivamente a +8 V y negativamente a −8 V.

❑ Corriente de cortocircuito

En algunas aplicaciones, un amplificador operacional puede tener una resistencia de carga de aproximadamente 0 Ω. En este caso, es necesario conocer el valor de la *corriente de salida en cortocircuito.* La hoja de características del 741C indica una corriente de salida en cortocircuito de 25 mA. Si la resistencia de carga es pequeña (menor de 75 Ω), no se debe esperar tener una tensión de salida grande, ya que la corriente no puede ser mayor de 25 mA por la resistencia de carga.

❑ Respuesta en frecuencia

La Figura 18-6*c* muestra la respuesta en frecuencia para pequeña señal del 741C. En frecuencias medias, la ganancia de tensión es de 100.000. El 741C tiene una frecuencia de corte f_c de 10 Hz. Como se indica, la ganancia de tensión es 70.700 (3 dB menos) en 10 Hz. Por encima de la frecuencia de corte, la ganancia de tensión disminuye a razón de 20 dB por década.

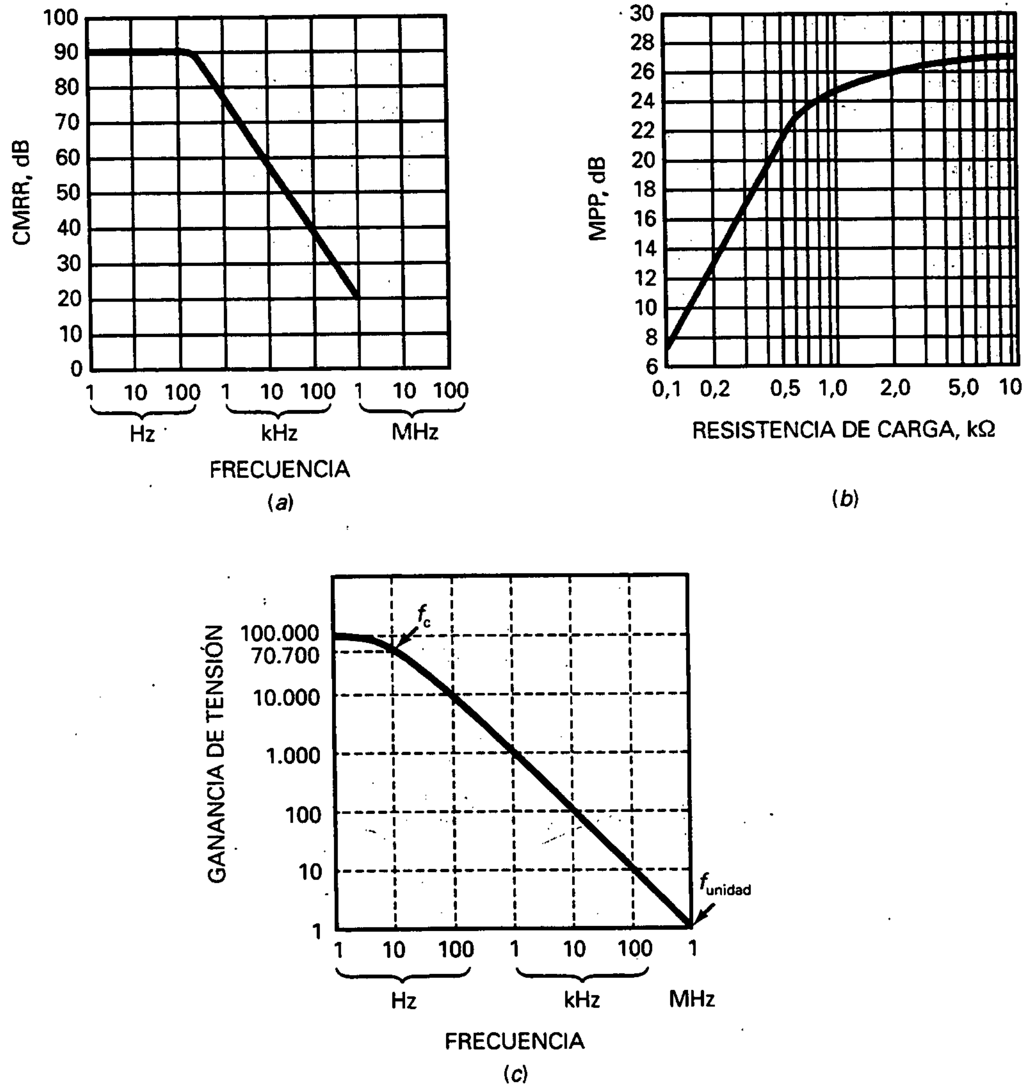


Figura 18-6. Gráficas típicas de la CMRR, MPP y A_{OL} para un 741C.

La frecuencia de ganancia unidad es la frecuencia donde la ganancia de tensión es igual a 1. En la Figura 18-6*c*, f_{unidad} es 1 MHz. La hoja de características generalmente indica el valor de f_{unidad} porque representa el límite superior de la ganancia útil de un amplificador operacional. Por ejemplo, la hoja de características del 741C indica una f_{unidad} de 1 MHz. Por encima de 1 MHz, la ganancia de tensión es menor que 1 y el 714C deja de ser útil. Si un diseñador necesita una f_{unidad} mayor, se dispone de otros amplificadores operacionales. Por ejemplo, el LM318 tiene una f_{unidad} de 15 MHz, lo que quiere decir que tiene ganancia de tensión útil hasta los 15 MHz.

❑ Velocidad de respuesta

El condensador de compensación dentro de un 741C realiza una función muy importante: protege de oscilaciones que pudieran interferir con la señal deseada. Sin embargo, tiene la desventaja de que necesita ser cargado y descargado. Esto crea un límite de velocidad a la variación de la tensión de salida.

Ésta es la idea básica: supóngase que la tensión de entrada a un amplificador operacional es un *escalón de tensión* positivo, una transición repentina de tensión de un nivel de continua a otro superior. Si el amplificador operacional fuera perfecto se podría obtener la respuesta ideal representada en la Figura 18-7*a*. En lugar de ello, la salida es la señal exponencial positiva que se muestra, lo que sucede porque el condensador de compensación se tiene que cargar antes de que la tensión de salida pueda cambiar al nivel superior.

En la Figura 18-7*a*, la pendiente inicial de la forma de onda exponencial se denomina *velocidad de respuesta*, simbolizada como:

$$S_R = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta t} \qquad (18\text{-}1)$$

donde la letra griega Δ (delta) significa *la variación de*. Esta ecuación dice que la velocidad de respuesta es igual a la variación de la tensión de salida dividida por la variación temporal.

La Figura 18-7*b* ilustra el significado de velocidad de respuesta. La pendiente inicial es igual a la variación vertical dividida por la variación horizontal entre dos puntos de la parte inicial de la onda exponencial. Por

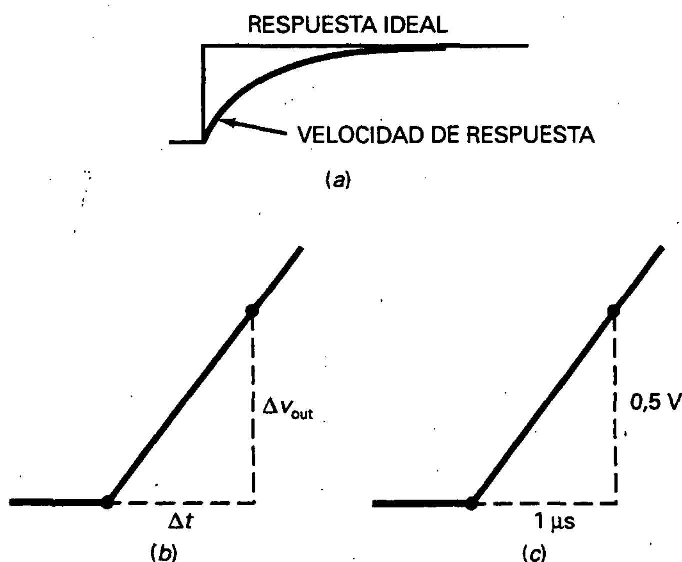


Figura 18-7. *a*) Respuestas ideal y real a una tensión escalón de entrada; *b*) ilustración de la definición de velocidad de respuesta; *c*) la velocidad de respuesta es igual a 0,5 V/μs.

ejemplo, si la señal exponencial se incrementa 0,5 V durante el primer microsegundo, como se muestra en la Figura 18-7*c*, la velocidad de respuesta es:

$$S_R = \frac{0{,}5\ \text{V}}{1\ \mu\text{s}} = 0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}$$

La velocidad de respuesta representa la respuesta más rápida que puede tener un amplificador operacional. Por ejemplo, la velocidad de respuesta de un 741C es 0,5 V/μs, lo que significa que la salida de un 741C no puede cambiar más rápido que 0,5 V en un microsegundo. En otras palabras, si un 741C se excita con un escalón grande de tensión de entrada, no se obtiene un escalón repentino en la tensión de salida. En lugar de ello, se obtiene una forma de onda exponencial. La parte inicial de esta onda de salida parecerá la de la Figura 18-7*c*..

También se puede tener limitación de la velocidad de respuesta con una señal sinusoidal. Esto ocurre por lo siguiente: en la Figura 18-8*a*, el amplificador operacional puede producir la onda sinusoidal de salida que se muestra sólo si la pendiente inicial de la onda sinusoidal es menor que la velocidad de respuesta. Por ejemplo, si la onda sinusoidal de salida tiene una pendiente inicial de 0,1 V/μs, un 741C puede producir esta onda sinusoidal sin ningún problema porque la velocidad de respuesta es 0,5 V/μs. Por otro lado, si la onda sinusoidal tiene una pendiente inicial de 1 V/μs, la salida es menor de lo que debería y tiene una forma triangular en vez de sinusoidal, como se muestra en la Figura 18-8*b*.

La hoja de características de un amplificador operacional siempre especifica la velocidad de respuesta porque esta cantidad limita la respuesta para gran señal de un amplificador operacional. Si la onda sinusoidal de salida es muy pequeña o la frecuencia es muy baja, la velocidad de respuesta no representa un problema. Pero cuando la señal es grande y la frecuencia alta, la velocidad de respuesta distorsionará la señal de salida.

Con un poco de cálculo es posible derivar esta ecuación:

$$S_S = 2\pi f V_p$$

donde S_S es la pendiente inicial de la onda sinusoidal, f es su frecuencia y V_p es su valor de pico. Para evitar la distorsión por velocidad de respuesta de

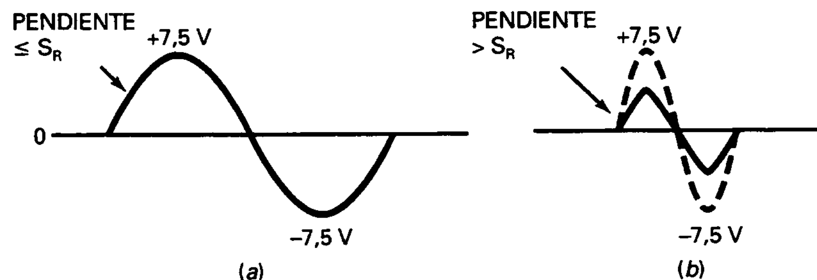


Figura 18-8. *a*) La pendiente inicial de una onda sinusoidal no puede sobrepasar el S_R; *b*) distorsión por el S_R.

una onda sinusoidal, S_S tiene que ser menor o igual que S_R. Cuando son iguales, se está en el límite, en el borde de la distorsión por velocidad de respuesta. En este caso:

$$S_R = S_S = 2\pi f V_p$$

Resolviendo para f se obtiene:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \tag{18-2}$$

donde $f_{\text{máx}}$ es la frecuencia más alta que se puede amplificar sin distorsión por velocidad de respuesta. Dada la velocidad de respuesta de un amplificador operacional y la tensión de pico de salida deseada, se puede usar la ecuación (18-2) para calcular la máxima frecuencia no distorsionada. Por encima de esta frecuencia se podrá ver la distorsión por velocidad de respuesta en un osciloscopio.

La frecuencia $f_{\text{máx}}$ se denomina a veces *ancho de banda a plena potencia* o *ancho de banda para gran señal* del amplificador operacional. La Figura 18-9 es una gráfica de la ecuación (18-2) para tres velocidades de respuesta. Como la gráfica inferior es para una velocidad de respuesta de 0,5 V/μs, es útil con un 741C. La gráfica superior es para una velocidad de respuesta

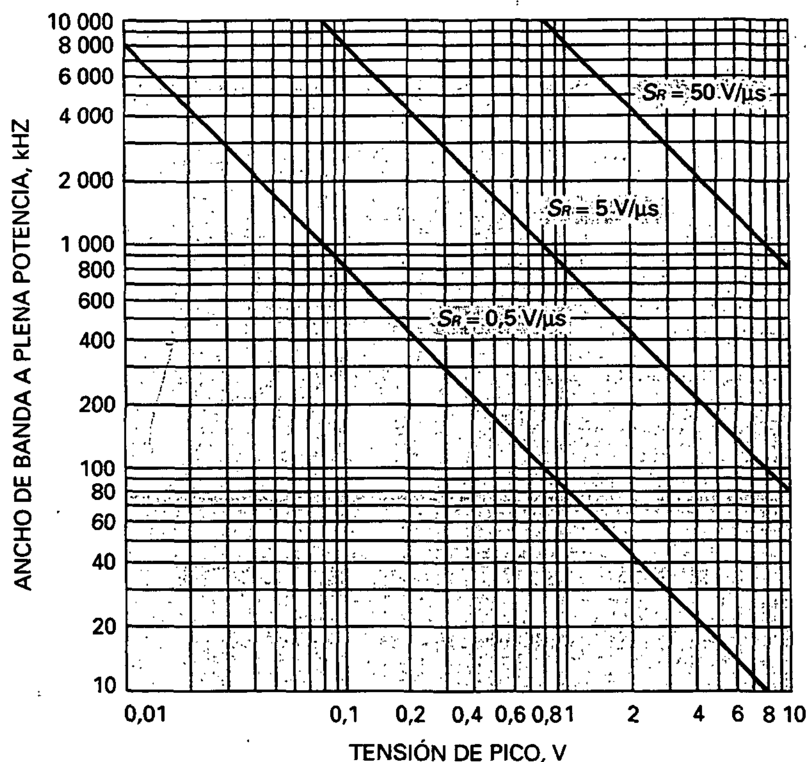


Figura 18-9. Gráficas de la correspondencia entre la amplitud y el ancho de banda a plena potencia.

de 50 V/µs y, por tanto, es ventajoso con un LM318 (tiene una velocidad de respuesta mínima de 50 V/µs).

Por ejemplo, supóngase que se está usando un 741C. Para obtener una tensión de pico de salida no distorsionada de 8 V, la frecuencia no puede ser más alta que 10 kHz (Fig. 18-9). Una forma de incrementar $f_{máx}$ consiste en aceptar menos tensión de salida. Sacrificando valor de pico a cambio de frecuencia, es posible mejorar el ancho de banda a plena potencia. Como ejemplo, si nuestra aplicación puede aceptar una tensión de pico de salida de 1 V, $f_{máx}$ se incrementa a 80 kHz.

Se deben considerar dos anchos de banda cuando se analiza el funcionamiento de un circuito de amplificador operacional: el ancho de banda para pequeña señal, determinado por la respuesta de primer orden del amplificador operacional, y el ancho de banda para gran señal o ancho de banda a plena potencia, determinado por la velocidad de respuesta. Se comentará más acerca de estos anchos de banda posteriormente.

EJEMPLO 18-1

¿Qué tensión de entrada inversora hace falta para llevar el 741C de la Figura 18-10*a* a saturación negativa?

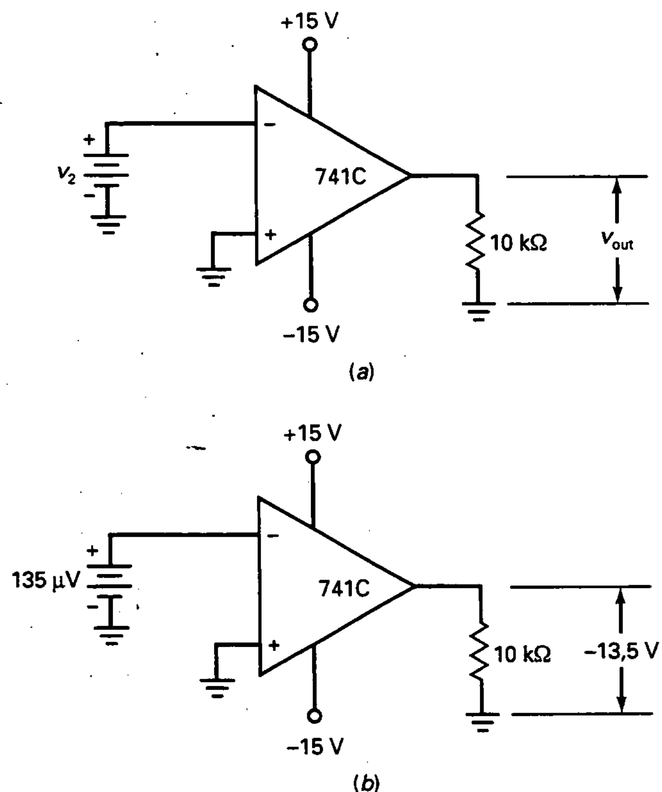


Figura 18-10. Ejemplo.

SOLUCIÓN

La Figura 18-6*b* indica que MPP es igual a 27 V para una resistencia de carga de 10 kΩ, lo que se traduce en una salida de −13,5 V para saturación negativa. Como el 741C tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, la tensión de entrada requerida es:

$$v_2 = \frac{13{,}5\ \text{V}}{100.000} = 135\ \mu\text{V}$$

La Figura 18-10*b* resume la respuesta obtenida. Como se puede observar, una entrada inversora de 135 μV produce saturación negativa, una tensión de salida de −13,5 V.

EJEMPLO 18-2

¿Cuál es la relación de rechazo al modo común de un 741C cuando la frecuencia de entrada es 100 kHz?

SOLUCIÓN

En la Figura 18-6*a* se puede leer una CMRR de aproximadamente 40 dB a 100 kHz, lo que es equivalente a 100, significando que la señal deseada recibe 100 veces más amplificación que una señal en modo común cuando la frecuencia es 100 kHz.

EJEMPLO 18-3

¿Cuánto vale la ganancia de tensión en lazo abierto de un 741C cuando la frecuencia de entrada es 1 kHz, 10 kHz y 100 kHz?

SOLUCIÓN

En la Figura 18-6*c*, la ganancia de tensión es 1.000 para 1 kHz, 100 para 10 kHz y 10 para 100 kHz. Como se puede observar, la ganancia de tensión decrece por un factor de 10 cada vez que la frecuencia se incrementa por un factor de 10.

EJEMPLO 18-4

La tensión de entrada a un amplificador operacional es un gran escalón de tensión. La salida es una señal exponencial que cambia a 0,25 V en 0,1 μs. ¿Cuál es la velocidad de respuesta del amplificador operacional?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (18-1):

$$S_R = \frac{0{,}25\ \text{V}}{0{,}1\ \mu\text{s}} = 2{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}$$

EJEMPLO 18-5

El LF411A tiene una velocidad de respuesta de 15 V/µs. ¿Qué valor toma el ancho de banda a plena potencia para una tensión de pico de salida de 10 V?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (18-2):

$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p} = \frac{15\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(10\ \text{V})} = 239\ \text{kHz}$$

EJEMPLO 18-6

¿Cuál es el ancho de banda a plena potencia para cada uno de los siguientes casos?

$S_R = 0{,}5$ V/µs y $V_P = 8$ V

$S_R = 5$ V/µs y $V_P = 8$ V

$S_R = 50$ V/µs y $V_P = 8$ V

SOLUCIÓN

En la Figura 18-9 se pueden encontrar los siguientes valores para el ancho de banda a plena potencia: 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz.

18-3. EL AMPLIFICADOR INVERSOR

El amplificador inversor es el circuito amplificador operacional más básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión total. La razón por la que se necesita estabilizar la ganancia de tensión total es porque A_{OL} resulta demasiado grande e inestable para ser útil sin alguna forma de realimentación. Por ejemplo, el 741C tiene una A_{OL} mínima de 20.000 y una máxima de más de 200.000. Una ganancia de tensión impredecible de esta magnitud y variabilidad no es beneficiosa sin realimentación.

❑ Realimentación negativa inversora

La Figura 18-11 muestra un amplificador inversor. Para hacer el dibujo más sencillo no se muestran las tensiones de la fuente de alimentación; dicho de otra forma, sólo interesa el circuito equivalente para señal. Una tensión de entrada v_{in} excita la entrada inversora a través de la resistencia R_1, lo que produce una tensión de entrada inversora de v_2. La tensión de entrada se amplifica mediante la ganancia de tensión en lazo abierto para producir una tensión de salida invertida. La tensión de salida se realimenta hacia la entrada a través de la resistencia de realimentación R_2, lo que produce una reali-

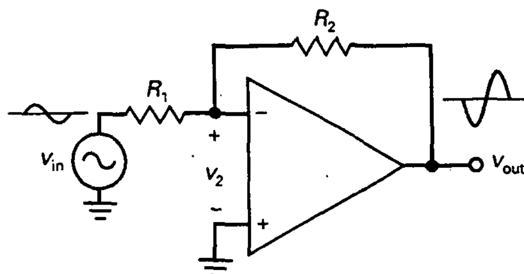


Figura 18-11. El amplificador inversor.

mentación negativa porque la salida está desfasada 180° con respecto a la entrada. En otras palabras, *a cualquier cambio en v_2 producido por la tensión* de entrada se le opone un cambio debido a la señal de salida.

Así es como la alimentación negativa estabiliza la ganancia total de tensión: Si la ganancia de tensión en lazo abierto A_{OL} crece por alguna razón, la tensión de salida crecerá y realimentará más tensión a la entrada inversora. Esta realimentación opuesta de tensión reduce v_2. Por tanto, incluso aunque A_{OL} ha crecido, v_2 ha decrecido, y la salida final se incrementa mucho menos de lo que lo haría sin realimentación negativa. El resultado global es un incremento muy ligero de la tensión de salida, tan pequeño que apenas se nota. En el Capítulo 19 se verán los detalles matemáticos de la realimentación negativa y se entenderá mejor la magnitud de estos cambios.

❑ Masa virtual

Cuando se conecta un segmento de cable entre algún punto de un circuito y masa, la tensión de ese punto se hace cero. Además, el cable proporciona un camino para que la corriente circule hacia masa. Una masa mecánica (un cable entre un punto y masa) es masa tanto para tensión como para corriente.

Una masa virtual es diferente. Este tipo de masa es un truco muy utilizado para analizar un amplificador inversor. Con una masa virtual el análisis de un amplificador inversor y de los circuitos relacionadas con él se hace increíblemente fácil.

El concepto de masa virtual está basado en un amplificador operacional ideal: cuando un amplificador operacional es ideal, tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de infinito y una resistencia de entrada infinita, por lo que se pueden deducir las siguientes propiedades ideales para el amplificador inversor de la Figura 18-12:

1. Como R_{in} es infinita, i_2 es cero.
2. Como A_{OL} es infinita, v_2 es cero.

Como i_2 es cero en la Figura 18-12, la corriente a través de R_2 debe ser igual a la corriente de entrada a través de R_1, como se muestra en la figura. Además, como v_2 es cero, la masa virtual mostrada en la Figura 18-12 significa que la entrada inversora actúa como una masa para tensión, pero como un circuito abierto para corriente.

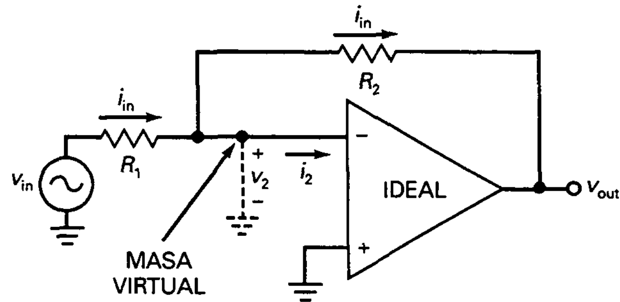


Figura 18-12. El concepto de masa virtual: cortocircuito para la tensión y circuito abierto para la corriente.

Una masa virtual es algo atípico. Resulta como la mitad de una masa porque es un cortocircuito para tensión pero un circuito abierto para corriente. Para recordar esta cualidad de media masa, la Figura 18-12 utiliza una línea a trazos entre la entrada inversora y masa. La línea a trazos significa que no puede fluir corriente hacia masa. Aunque la masa virtual es una aproximación ideal, ofrece respuestas precisas cuando se usa con realimentaciones negativas fuertes.

❑ Ganancia de tensión

Si se imagina una masa virtual en la entrada inversora de la Figura 18-13, el extremo derecho de R_1 es una masa virtual, y se puede escribir así:

$$v_{in} = i_{in}R_1$$

De manera similar, el extremo izquierdo de R_2 es una masa para tensión, así que la magnitud de la tensión de salida es:

$$v_{out} = i_{in}R_2$$

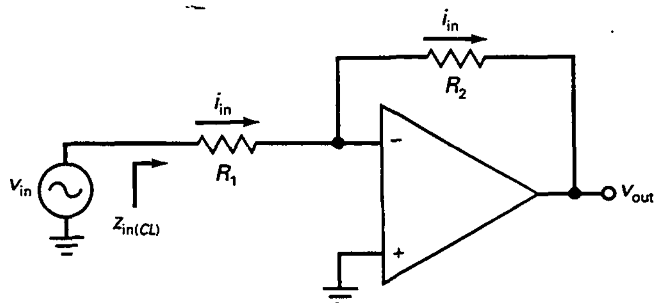


Figura 18-13. El amplificador inversor tiene la misma corriente a través de ambas resistencias.

Si se divide v_{out} entre v_{in} se obtiene la ganancia de tensión:

$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1} \tag{18-3}$$

donde A_{CL} es la ganancia de tensión en lazo cerrado. Se denomina así porque es la tensión que existe cuando hay un camino de realimentación entre la salida y la entrada. Debido a la realimentación negativa, la ganancia de tensión en lazo cerrado A_{CL} es siempre menor que la ganancia de tensión en lazo abierto A_{OL}.

Obsérvese lo simple que resulta la Ecuación (18-3). La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual al cociente entre la resistencia de realimentación y la resistencia de entrada. Por ejemplo, si $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 50$ kΩ, la ganancia de tensión en lazo cerrado es 50. En este caso la ganancia de tensión en lazo cerrado es muy estable a causa de la fuerte realimentación negativa. Si A_{OL} varía debido a cambios de temperatura, variaciones de la tensión de alimentación o sustitución del amplificador operacional, A_{CL} todavía estará muy cerca de 50. En el Capítulo 19 se expone con más detalle la estabilidad de la ganancia.

❑ Impedancia de entrada

En algunas aplicaciones un diseñador puede querer especificar la impedancia de entrada. Ésta es una de las ventajas de un amplificador inversor: es fácil tener una impedancia de entrada arbitraria. La razón de ello es que el extremo derecho de R_1 es una masa virtual, y la impedancia de entrada en lazo cerrado es:

$$z_{in(CL)} = R_1 \tag{18-4}$$

Ésta es la impedancia mirando hacia el extremo derecho izquierdo de R_1, como se muestra en la Figura 18-13. Por ejemplo, si se necesita una impedancia de entrada de 2 kΩ y una tensión en lazo cerrado de 50, un diseñador puede usar $R_1 = 2$ kΩ y $R_2 = 100$ kΩ.

❑ Ancho de banda

El ancho de banda en lazo abierto o frecuencia de corte de un amplificador operacional es muy baja a causa del condensador de compensación interno. Para un 741C:

$$f_{2(OL)} = 10 \text{ Hz}$$

A esta frecuencia, la ganancia de tensión en lazo abierto se quiebra y cae con una *pendiente de primer orden*.

Cuando se utiliza realimentación negativa, el ancho de banda total se incrementará. Ésta es la razón: cuando la frecuencia de entrada es mayor que $f_{2(OL)}$, A_{OL} decrece 20 dB por década. Cuando v_{out} intenta disminuir, se realimenta menos tensión opuesta a la entrada inversora. Por tanto, v_2 crece

y compensa la reducción en A_{OL}. A causa de ello, A_{CL} se quiebra a una frecuencia mayor que $f_{2(OL)}$. Cuanto mayor es la realimentación negativa, mayor es la frecuencia de corte en lazo cerrado. Dicho de otra forma: cuanto menor es A_{CL}, mayor es $f_{2(OL)}$.

La Figura 18-14 ilustra cómo crece el ancho de banda en lazo cerrado con la realimentación negativa. Como se puede observar, cuanto más elevada sea la realimentación negativa (menor A_{CL}), mayor será el ancho de banda en lazo cerrado. Ésta es la ecuación para el ancho de banda en lazo cerrado:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{CL} + 1}$$

En la mayoría de las aplicaciones, A_{CL} es mayor que 10 y la ecuación se simplifica a:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{CL}} \qquad (18\text{-}5)$$

Por ejemplo, cuando A_{CL} es 10:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{10} = 100\ \text{kHz}$$

lo que está de acuerdo con la Figura 18-14. Si A_{CL} es 100:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{100} = 10\ \text{kHz}$$

que tampoco presenta discrepancias con la Figura 18-14.

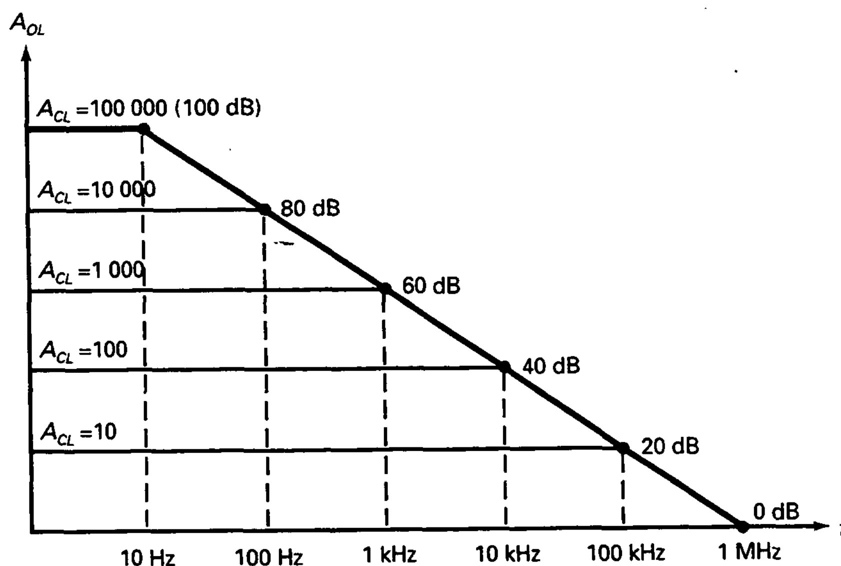


Figura 18-14. Una menor ganancia de tensión produce un mayor ancho de banda.

La ecuación (18-5) se puede reordenar como sigue:

$$f_{\text{unidad}} = A_{CL} f_{2(CL)} \qquad (18\text{-}6)$$

Se debe hacer notar que la frecuencia de ganancia unidad es igual al producto de la ganancia y del ancho de banda. Por esta razón, muchas hojas de características denominan a la frecuencia de ganancia unidad como el producto ganancia ancho de bandas (GBW: *Gain Band Width*).

(*Nota*: En las hojas de características no se usa siempre el mismo símbolo para la ganancia de tensión en lazo abierto. Se puede encontrar cualquiera de los siguientes: A_{OL}, A_v, A_{vo} y A_{vol}. Normalmente, a partir de la hoja de características resulta claro que todos estos símbolos representan la ganancia de tensión en lazo abierto del amplificador operacional. Por claridad y simplicidad, en este libro usaremos A_{OL}.)

❑ Polarización y offset

La realimentación negativa reduce el error de salida causado por la corriente de offset de entrada, la corriente de polarización de entrada y la tensión de offset de entrada. En el Capítulo 17 se definieron las tres tensiones de offset de entrada y la ecuación para la tensión de offset total de salida:

$$V_{\text{offset}} = A_{OL}(V_{1\text{offset}} + V_{2\text{offset}} + V_{3\text{offset}})$$

Cuando se utiliza realimentación negativa esta ecuación se puede escribir como:

$$V_{\text{offset}} = \pm A_{CL}(\pm V_{1\text{offset}} \pm V_{2\text{offset}} \pm V_{3\text{offset}}) \qquad (18\text{-}7)$$

donde V_{offset} es la tensión de offset de salida total. Nótese que la Ecuación (18-7) incluye signos ±. Las hojas de características no los incluyen porque se sobreentiende que los errores (offsets) pueden ser en cualquier dirección. Por ejemplo, cualquiera de las corrientes de base puede ser mayor que la otra y la tensión de offset de entrada puede tener signo positivo o negativo.

En producción en serie, los offsets de entrada se pueden sumar de la forma más perjudicial. Los offsets de entrada se estudiaron en el Capítulo 17 y se repiten aquí:

$$V_{1\text{offset}} = (R_{B1} - R_{B2}) I_{\text{in(polarización)}} \qquad (18\text{-}8)$$

$$V_{2\text{offset}} = (R_{B1} + R_{B2}) \frac{I_{\text{in(offset)}}}{2} \qquad (18\text{-}9)$$

$$V_{3\text{offset}} = V_{\text{in(offset)}} \qquad (18\text{-}10)$$

Cuando A_{CL} es pequeña, el offset de salida total dado por la Ecuación (18-7) puede ser tan pequeño que se puede ignorar. En caso contrario, será necesaria una resistencia de compensación y el circuito de anulación de offset.

En un amplificador inversor, R_{B2} es la resistencia Thevenin vista cuando se mira desde la entrada inversora hacia la fuente. Esta resistencia viene dada por:

$$R_{B2} = R_1 \| R_2 \tag{18-11}$$

Si es necesario compensar la corriente de polarización de entrada, se debería conectar a la entrada no inversora una resistencia igual, R_{B1}. Esta resistencia no tiene efecto sobre la aproximación de masa virtual porque no hay corriente de señal alterna circulando a través de ella.

EJEMPLO 18-7

La Figura 18-15*a* es un circuito equivalente para señal, así que se puede despreciar el offset de salida causado por las corrientes de polarización y de offset. ¿Cuál es la ganancia de tensión y el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Cuánto vale la tensión de salida a 1 kHz? ¿Y a 1 MHz?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (18-3), la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_{CL} = \frac{75\ \text{k}\Omega}{1{,}5\ \text{k}\Omega} = 50$$

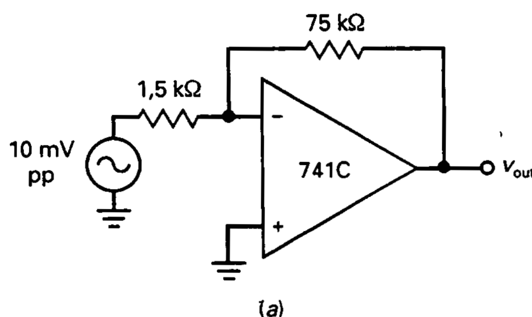
Con la Ecuación (18-5), el ancho de banda en lazo cerrado vale:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{50} = 20\ \text{kHz}$$

La Figura 18-15*b* representa el diagrama asintótico de Bode de la ganancia de tensión en lazo cerrado. El equivalente en decibelios de 50 es 34 dB. (Pista: 50 es la mitad de 100, o 6 dB menos que 40 dB.)

La tensión de salida a 1 kHz vale:

$$v_{out} = 50(10\ \text{mV pp}) = 500\ \text{mV pp}$$



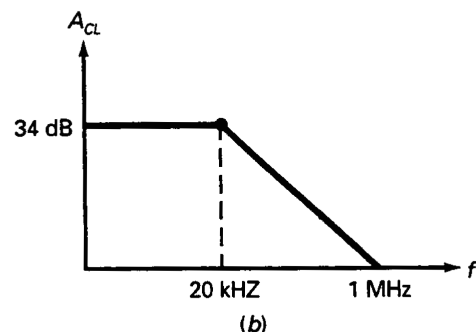


Figura 18-15. Ejemplo.

Como 1 MHz es la frecuencia de ganancia unidad, la tensión de salida a 1 MHz es:

$$v_{out} = 10 \text{ mV pp}$$

EJEMPLO 18-8

¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 18-16 cuando v_{in} es cero? Utilice los valores típicos dados en la Tabla 18-1.

SOLUCIÓN

La Tabla 18-1 indica estos valores para un 741C: $I_{in(polarización)}$ = = 80 nA, $I_{in(offset)}$ = 20 nA y $V_{in(offset)}$ = 2 mV. Con la Ecuación (18-11):

$$R_{B2} = R_1 \| R_2 = 1{,}5 \text{ k}\Omega \| 75 \text{ k}\Omega = 1{,}47 \text{ k}\Omega$$

Con las Ecuaciones (18-8) a (18-10), las tres tensiones de offset a la entrada son:

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2}) I_{in(polarización)} = (-1{,}47 \text{ k}\Omega)(80 \text{ nA}) = -0{,}118 \text{ mV}$$

$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2}) \frac{I_{in(offset)}}{2} = (1{,}47 \text{ k}\Omega)(10 \text{ nA}) = 0{,}0147 \text{ mV}$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} = 2 \text{ mV}$$

La ganancia de tensión en lazo, calculada en el ejemplo anterior, cerrado es 50. Con la Ecuación (18-7), sumando los errores en el peor caso posible, resulta en una tensión de offset de salida de:

$$V_{offset} = \pm 50(0{,}118 \text{ mV} + 0{,}0147 \text{ mV} + 2 \text{ mV}) = \pm 107 \text{ mV}$$

EJEMPLO 18-9

En el ejemplo anterior se utilizaron valores típicos. La hoja de características de un 741C indica los siguientes valores para el peor caso: $I_{in(polarización)}$ = 500 nA, $I_{in(offset)}$ = 200 nA y $V_{in(offset)}$ = 6 mV. Calcular la tensión de salida cuando v_{in} es cero en la Figura 18-16*a*.

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones (18-8) a (18-10), las tres tensiones de offset a la entrada son:

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2}) I_{in(polarización)} = (-1{,}47 \text{ k}\Omega)(500 \text{ nA}) = -0{,}735 \text{ mV}$$

$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2}) \frac{I_{in(offset)}}{2} = (1{,}47 \text{ k}\Omega)(100 \text{ nA}) = 0{,}147 \text{ mV}$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} = 6 \text{ mV}$$

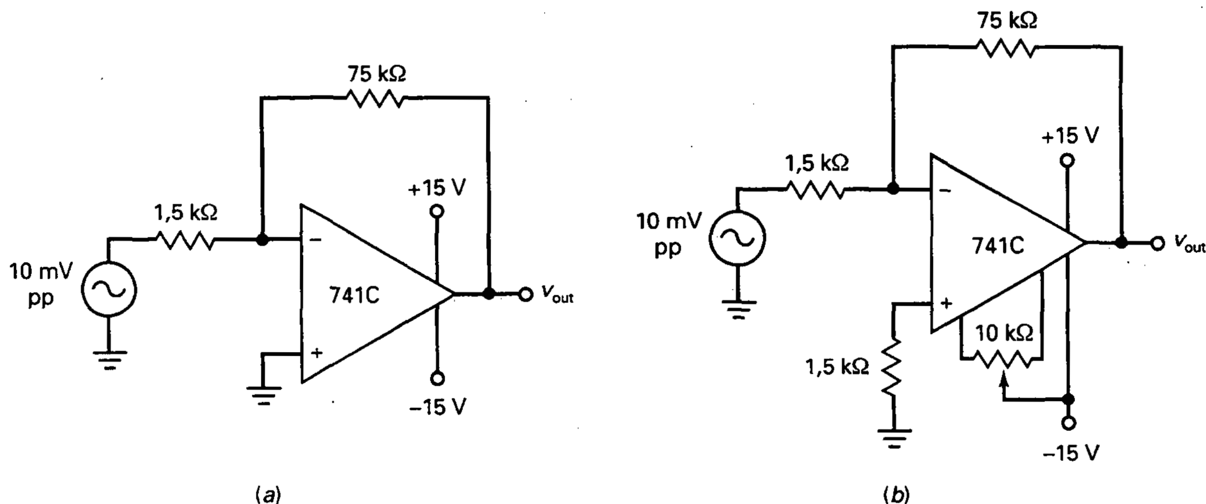


Figura 18-16. Ejemplo.

Sumando los errores en el peor caso posible, resulta en una tensión de offset de salida de:

$$V_{offset} = \pm 50(0{,}735\ \text{mV} + 0{,}147\ \text{mV} + 6\ \text{mV}) = \pm 344\ \text{mV}$$

En el Ejemplo 18-7, la salida de tensión deseada fue de 500 mV pp. ¿Podemos despreciar la gran tensión de offset de salida? Depende de la aplicación. Por ejemplo, supongamos que sólo necesitamos amplificar señales de audio con frecuencias entre 20 Hz y 20 kHz. Entonces podemos acoplar de forma capacitiva la salida a la resistencia de carga de la etapa siguiente. Esto bloquea la tensión continua de offset de salida pero transmite la señal alterna. En este caso, el offset de salida es irrelevante.

Por otro lado, si necesitamos amplificar frecuencias en el rango de 0 a 20 kHz, entonces necesitamos utilizar un amplificador operacional mejor (valores menores de polarización y offset) o modificar el circuito como se muestra en la Figura 18-16*b*, para el que se ha añadido una resistencia de compensación a la entrada no inversora para eliminar el efecto de la corriente de polarización de entrada. También se ha utilizado un potenciómetro de 10 kΩ para anular los efectos de la corriente y tensión de offset de entrada.

18-4. EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

El *amplificador no inversor* es otro circuito básico de amplificador operacional. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia total de tensión. Con este tipo de amplificadores la realimentación negativa también provoca el incremento de la impedancia de entrada y la disminución de la impedancia de salida.

❑ Circuito básico

La Figura 18-17 representa el circuito equivalente de un amplificador no inversor. Una tensión de entrada v_{in} excita la entrada no inversora y se amplifica para producir la tensión de salida en fase que se muestra en la figura. Parte de esta tensión de salida se realimenta hacia la entrada a través de un divisor de tensión. La tensión a través de R_1 es la tensión de realimentación que se aplica a la entrada inversora, y es casi igual a la entrada no inversora. Debido al gran valor de ganancia de tensión en lazo abierto, la diferencia de tensión entre v_1 y v_2 es muy pequeña y como la tensión de realimentación se opone a la tensión de entrada, la realimentación es negativa.

Ésta es la explicación de cómo la realimentación negativa estabiliza la ganancia total de tensión: si la ganancia de tensión en lazo abierto, A_{OL} crece por alguna razón, la tensión de salida aumentará y realimentará más tensión a la entrada inversora. Esta realimentación opuesta reduce la tensión de entrada neta $v_1 - v_2$. Por tanto, incluso aunque A_{OL} se incremente, $v_1 - v_2$ disminuye, y la salida final crece mucho menos de lo que lo haría sin realimentación negativa. El resultado global es sólo un ligero incremento en la tensión de salida.

❑ Cortocircuito virtual

Cuando se conecta un segmento de cable entre dos puntos de un circuito, la tensión de ambos puntos con respecto a masa es idéntica. Además, el cable proporciona un camino para que la corriente circule entre ambos puntos. Un *cortocircuito mecánico* (un cable entre dos puntos) es un corto tanto para tensión como para corriente.

Un *cortocircuito virtual* es diferente. Este tipo de cortos se pueden usar para analizar rápidamente amplificadores no inversores y circuitos relacionados. El cortocircuito virtual utiliza estas dos propiedades de un amplificador operacional ideal:

1. Como R_{in} es infinita, ambas corrientes de entrada son cero.
2. Como A_{OL} es infinita, $v_1 - v_2$ es cero.

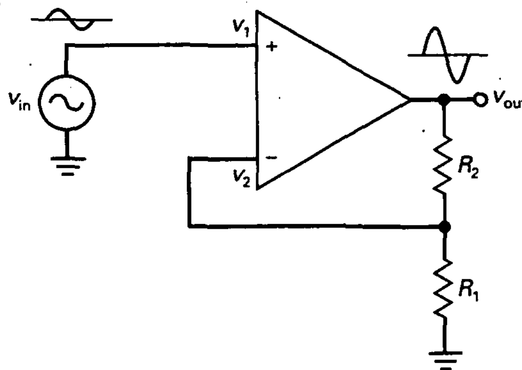


Figura 18-17. El amplificador no inversor.

La Figura 18-18 muestra un cortocircuito virtual entre los dos terminales de entrada del amplificador operacional. El cortocircuito virtual es un corto para tensión pero un circuito abierto para corriente. Como un recordatorio, la línea a trazos significa que la corriente no puede fluir a través de ella. Aunque el cortocircuito virtual es una aproximación ideal, proporciona respuestas muy precisas cuando se utiliza con realimentaciones fuertes.

Así es como se empleará el cortocircuito virtual: siempre que se analice un amplificador no inversor o un circuito similar, se puede imaginar un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. Mientras el amplificador operacional funcione en la zona lineal (no saturado positiva o negativamente), la ganancia de tensión en lazo abierto se aproxima a infinito y existe un cortocircuito virtual entre los dos terminales.

Una indicación más: debido al cortocircuito virtual, la tensión de entrada inversora sigue a la no inversora. Si la tensión de entrada no inversora crece o decrece, la tensión de entrada inversora crece o decrece inmediatamente al mismo valor. Esta acción de seguimiento se denomina *autoelevación (bootstrapping)*. La entrada no inversora tira de la entrada inversora hacia arriba o hacia abajo hasta el mismo valor.

❑ Ganancia de tensión

En la Figura 18-19 se puede imaginar un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. Entonces, el cortocircuito virtual significa que la tensión de entrada se representa a través de R_1, como se presenta en la figura. Así, es posible escribir:

$$v_{in} = i_1 R_1$$

Como no puede circular corriente por un cortocircuito virtual, la misma corriente i_1, debe circular a través de R_2, lo que significa que la tensión de salida viene dada por:

$$v_{out} = i_1(R_2 + R_1)$$

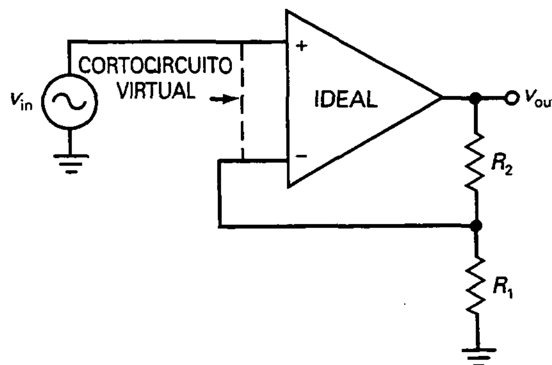


Figura 18-18. Existe un cortocircuito virtual entre las dos entradas del operacional.

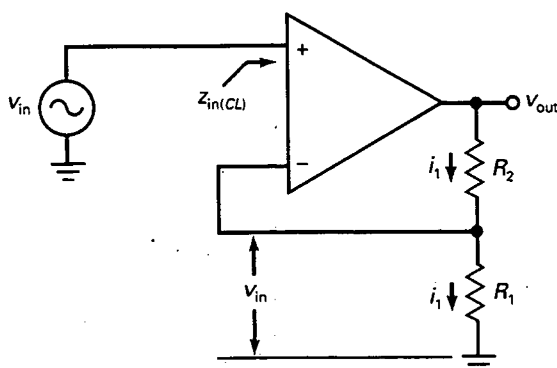


Figura 18-19. La tensión de entrada aparece a través de R_2 y circula la misma corriente por ambas resistencias.

Dividiendo v_{out} por v_{in} para obtener la ganancia de tensión:

$$A_{CL} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

o

$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (18\text{-}12)$$

ecuación que es fácil de recordar porque es igual que la ecuación para un amplificador inversor, excepto que se añade uno al cociente de resistencias.

❑ Otros valores

La impedancia de entrada en lazo cerrado se aproxima a infinito. En el siguiente capítulo se analizará matemáticamente el efecto de la realimentación negativa y se demostrará que ésta provoca un incremento de la impedancia de entrada. Debido a que la impedancia de entrada en lazo abierto ya es muy alta (2 MΩ para 741C), la impedancia de entrada en lazo cerrado será aún mayor.

El efecto de la realimentación negativa sobre el ancho de banda es igual que con un amplificador inversor:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{CL}}$$

De nuevo, se puede comprometer la ganancia de tensión a favor del ancho de banda. Cuanto menor es la ganancia de tensión en lazo cerrado, mayor es el ancho de banda.

La tensión de offset de entrada causada por la corriente de polarización de entrada, la corriente de offset de entrada y la tensión de offset de entrada se analizan de la misma forma que con un amplificador inversor. Después de

calcular cada offset de entrada, se puede multiplicar por la ganancia de tensión en lazo cerrado para obtener la tensión total de offset de salida.

R_{B2} es la resistencia Thevenin que se ve desde la entrada inversora hacia el divisor de tensión. Esta resistencia es la misma que para el amplificador inversor:

$$R_{B2} = R_1 \,||\, R_2$$

Si es necesario compensar la corriente de polarización de entrada, se debería conectar una resistencia igual, R_{B1}, a la entrada no inversora. Estas resistencias no tienen efecto alguno sobre la aproximación de cortocircuito virtual porque no existe ninguna corriente alterna a través de él.

❑ La tensión de offset de salida reduce el valor MPP

Como se comentó previamente, si se está amplificando señales alternas, se puede acoplar capacitivamente la señal de salida a la carga. En este caso se puede ignorar la tensión de offset de salida, excepto si es excesivamente grande. Si sucede esto, significará que se reduce la MPP, la máxima salida pico a pico sin recortar.

Por ejemplo, si no hay tensión de offset de salida, el amplificador no inversor de la Figura 18-20*a* puede variar entre las tensiones de alimentación con 1 o 2 voltios de margen en los extremos. Por simplicidad, supóngase que la tensión de salida puede variar entre +14 V y −14 V, dando una MPP de 28 V, como se muestra en la Figura 18-20*b*. Ahora, supóngase que la tensión de offset de salida es +10 V, como se indica en la Figura 18-20*c*. Con esta tensión de offset de salida tan grande, la máxima tensión pico a pico no recortada varía entre +14 a +6 V, una MPP de sólo 8 V. Esto todavía puede estar bien si la aplicación no requiere una gran tensión de salida. Pero debemos recordar: cuanto mayor es la tensión de offset de salida, menor es el valor de MPP.

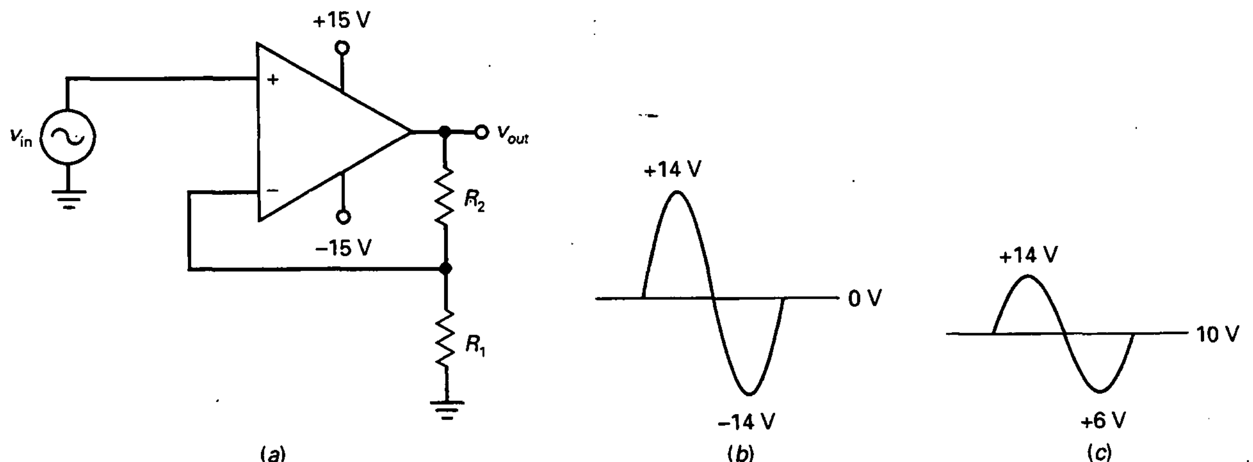


Figura 18-20. La tensión de offset de salida reduce el valor MPP.

EJEMPLO 18-10

En la Figura 18-21*a*, ¿cuál es la ganancia de tensión y el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Qué valor tiene la tensión de salida a 250 kHz?

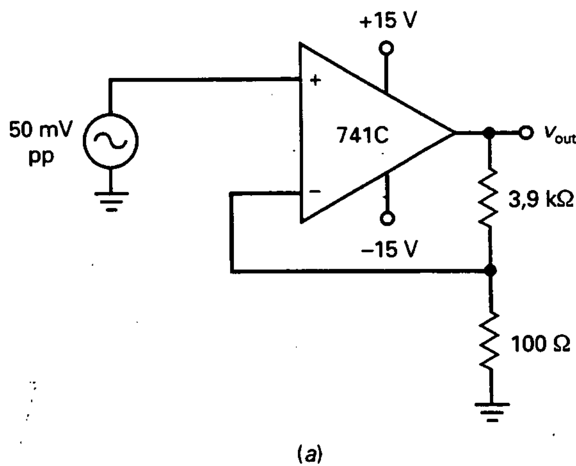
SOLUCIÓN

Con la Ecuación (18-12):

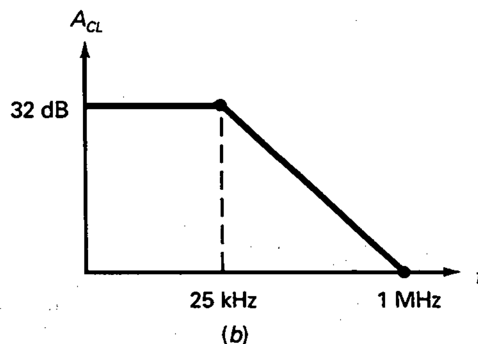
$$A_{CL} = \frac{3{,}9\ \text{k}\Omega}{100\ \Omega} + 1 = 40$$

2. Dividiendo la frecuencia de ganancia unidad por la ganancia de tensión en lazo cerrado da:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{40} = 25\ \text{kHz}$$



(*a*)



(*b*)

Figura 18-21. Ejemplo.

La Figura 18-21*b* representa el diagrama asintótico de Bode de la ganancia de tensión en lazo cerrado. El equivalente en decibelios de 40 es 32 dB. (Pista: 40 = 10 × 2 × 2 o 20 dB + 6 dB + 6 dB = 32 dB.) Como la A_{CL} se quiebra a 25 kHz, está 20 dB por debajo a 250 kHz, lo que significa que A_{CL} = 12 dB a 250 kHz, equivalente a una ganancia de tensión de 4 en unidades naturales. Por tanto, la tensión de salida a 250 kHz es:

$$V_{out} = 4\,(50\text{ mV pp}) = 200\text{ mV pp}$$

EJEMPLO 18-11

Por conveniencia repetimos los parámetros para el peor caso de un 741C: $I_{in(polarización)} = 500$ nA, $I_{in(offset)} = 200$ nA y $V_{in(offset)} = 6$ mV. ¿Cuál es la tensión de offset de salida en la Figura 18-21*a*?

SOLUCIÓN

R_{B2} es la equivalente del paralelo de 3,9 kΩ y 100 Ω, lo cual es aproximadamente 100 Ω. Con las Ecuaciones (18-8) a (18-10), las tres tensiones de offset de entrada son:

$$V_{1offset} = (R_{B1} - R_{B2})\,I_{in(polarización)} = (-100\text{ k}\Omega)(500\text{ nA}) = -0{,}05\text{ mV}$$

$$V_{2offset} = (R_{B1} + R_{B2})\,\frac{I_{in(offset)}}{2} = (100\ \Omega)(100\text{ nA}) = 0{,}01\text{ mV}$$

$$V_{3offset} = V_{in(offset)} = 6\text{ mV}$$

Sumando los errores en el caso peor da una tensión de offset de salida de:

$$V_{offset} = \pm 40\,(0{,}05\text{ mV} + 0{,}01\text{ mV} + 6\text{ mV}) = \pm 242\text{ mV}$$

Si esta tensión de offset de salida representa un problema, se puede utilizar un potenciómetro de 10 kΩ, como se describió previamente, para anular la salida.

18-5. DOS APLICACIONES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Las aplicaciones de los amplificadores operacionales son tan amplias y variadas que es imposible exponerlas comprensivamente en este capítulo. Además es necesario entender la realimentación negativa antes de estudiar alguna de las aplicaciones más avanzadas. Por ahora se verán dos circuitos prácticos.

❑ El amplificador sumador

Siempre que se necesite combinar dos o más señales analógicas en una sola salida, es natural utilizar un *amplificador sumador* como el de la Figura 18-22*a*. Por simplicidad, el circuito muestra sólo dos entradas, pero podemos tener tantas entradas como se necesite para la aplicación. Un circuito

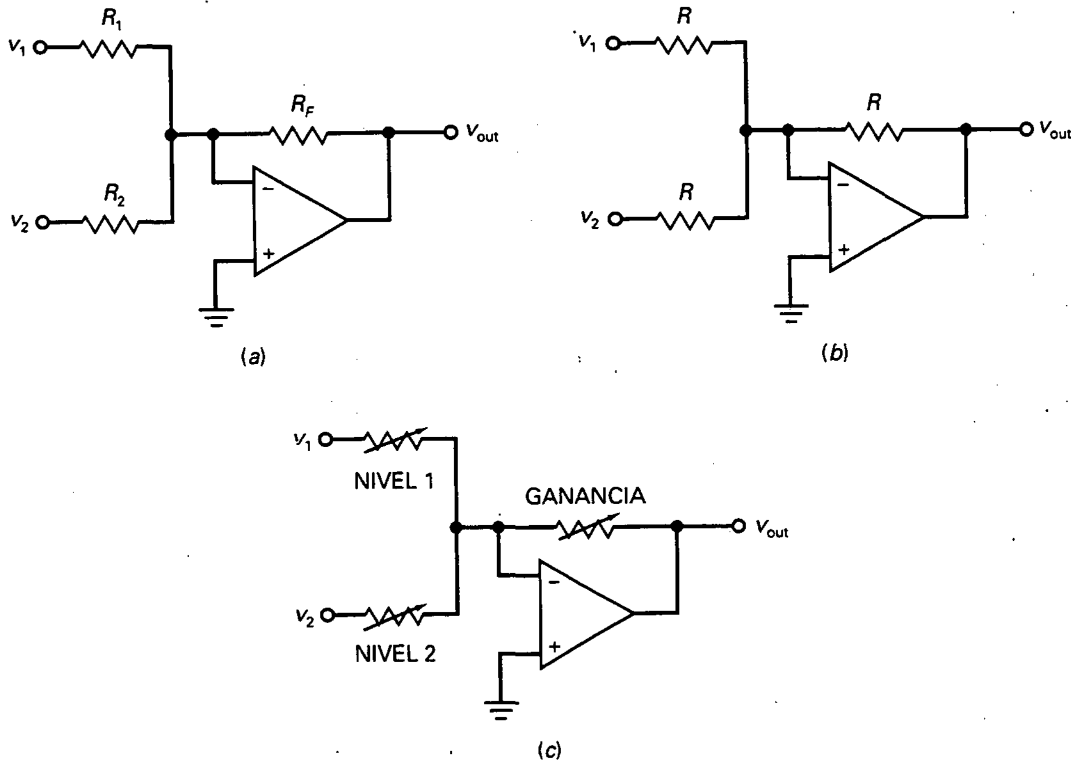


Figura 18-22. Amplificador sumador.

como éste amplifica cada señal de entrada. La ganancia para cada *canal* de entrada viene dada por el cociente entre la resistencia de alimentación y la resistencia de entrada apropiada. Por ejemplo, las ganancias de tensión en lazo cerrado de la Figura 18-22*a* son:

$$A_{CL1} = \frac{R_F}{R_1} \quad \text{y} \quad A_{CL2} = \frac{R_F}{R_2}$$

El circuito sumador combina todas las señales de entrada amplificadas en una sola salida, dada por:

$$v_{out} = A_{CL1}v_1 + A_{CL2}v_2 \tag{18-13}$$

Es fácil probar la ecuación (18-13). Como la entrada inversora es una masa virtual, la corriente de entrada total es:

$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

Debido a la existencia de la masa virtual, toda esta corriente circula a través de la resistencia de realimentación, produciendo una tensión de salida con una magnitud de:

$$v_{out} = (i_1 + i_2)R_F = \frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2$$

Aquí se puede ver que cada tensión de entrada se multiplica por su ganancia de canal y se suma para producir la tensión total. El mismo resultado se puede aplicar a cualquier número de entradas.

En algunas aplicaciones todas las resistencias son iguales, como se muestra en la Figura 18-22*b*. En este caso, cada canal tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado de 1 y la salida viene dada por:

$$v_{out} = v_1 + v_2 + \cdots + v_n$$

Ésta es una forma conveniente de combinar señales de entrada y mantener sus tamaños relativos. La señal de salida combinada se puede entonces procesar en otros circuitos.

La Figura 18-22*c* es un *mezclador*, una manera adecuada de combinar señales de audio en un sistema de alta fidelidad. Las resistencias variables permiten establecer el nivel de cada entrada, y el control de ganancia permite ajustar el volumen de la salida combinada. Reduciendo NIVEL 1, se puede hacer la señal v_1 más grande a la salida. Reduciendo NIVEL 2 es posible hacer mayor la señal v_2. Incrementando GANANCIA, se pueden aumentar ambas señales.

Una indicación final: si es necesario compensar un circuito sumador añadiendo una resistencia exactamente igual a la entrada no inversora, se debe usar la resistencia Thevenin que se ve desde la entrada inversora hacia las fuentes. Esta resistencia viene dada por el equivalente paralelo de todas las resistencias conectadas a la masa virtual:

$$R_{B2} = R_1 \| R_2 \| R_F \| \cdots \| R_n \qquad (18\text{-}14)$$

❑ Seguidor de tensión

En el Capítulo 12 se estudió el seguidor de emisor y se vio lo útil que resultaba para incrementar la impedancia de entrada mientras se producía una señal de salida que era casi igual a la de entrada. El *seguidor de tensión* es el equivalente de un seguidor de emisor, excepto que funciona mucho mejor.

La Figura 18-23*a* muestra el circuito equivalente para señal de un seguidor de tensión. Aunque aparenta ser simple, el circuito es muy próximo a uno ideal porque la realimentación negativa es máxima. Como se puede observar, la resistencia de realimentación es cero. Por tanto, toda la tensión de salida se realimenta hacia la entrada inversora. Debido a la existencia del cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional, la tensión de salida es igual a la tensión de entrada:

$$v_{out} = v_{in}$$

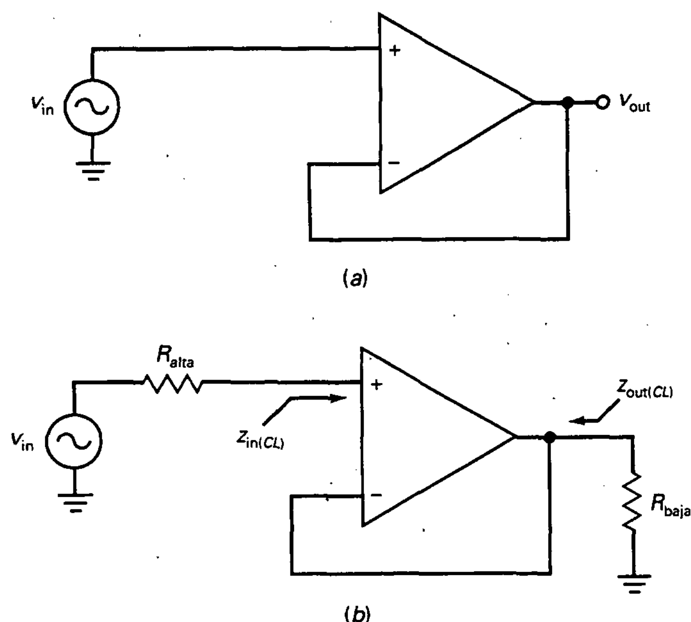


Figura 18-23. *a*) El seguidor de tensión tiene ganancia unidad y ancho de banda máximo; *b*) el seguidor de tensión permite que fuentes de alta impedancia alimenten cargas de baja impedancia sin pérdida de tensión.

lo que significa que la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_{CL} = 1 \qquad (18\text{-}15)$$

Podemos obtener el mismo resultado calculando la ganancia de tensión en lazo cerrado con la ecuación (18-12). Como $R_2 = 0$ y $R_1 = \infty$:

$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1} + 1 = 1$$

Por tanto, el seguidor de tensión es un circuito seguidor perfecto porque produce una tensión de salida que es exactamente igual a la tensión de entrada (o suficientemente parecidas como para satisfacer casi cualquier aplicación).

Además, la realimentación negativa máxima produce una impedancia de entrada en lazo cerrado que es mucho mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto (2 MΩ para un 741C). También, la alimentación negativa máxima produce una impedancia de salida en lazo cerrado que es mucho menor que la impedancia de salida en lazo abierto (75 Ω para un 741C). Por tanto, se obtiene un método casi perfecto para convertir una fuente de alta impedancia en una fuente de baja impedancia.

La Figura 18-23*b* ilustra la idea. La fuente alterna de entrada tiene una impedancia de salida alta R_{alta}. La carga tiene una impedancia baja R_{baja}. Debido a la realimentación negativa máxima de un seguidor de tensión, la

impedancia de entrada en lazo cerrado $z_{in(CL)}$ es increíblemente alta y la impedancia de salida en lazo cerrado $z_{out(CL)}$ es increíblemente baja. Como resultado, toda la tensión de la fuente de entrada aparece a través de la resistencia de carga.

Lo más importante que se debe entender es lo siguiente: el seguidor de tensión es el interface ideal para usar entre una fuente de impedancia alta y una carga de impedancia baja. Básicamente, transforma la tensión de la fuente de tensión de alta impedancia en una fuente de tensión de baja impedancia. El seguidor de tensión se puede ver en una gran cantidad de aplicaciones prácticas.

Como $A_{CL} = 1$ en un seguidor de tensión, el ancho de banda en lazo cerrado es máximo e igual a:

$$f_{2(CL)} = f_{\text{unidad}} \tag{18-16}$$

Otra ventaja es el bajo error de offset de salida porque los errores (offsets) de entrada no se amplifican. Como $A_{CL} = 1$, la tensión de offset de salida total es igual a la suma de los offsets de entrada en el peor caso.

EJEMPLO 18-12

Tres señales de audio excitan al amplificador sumador de la Figura 18-24. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

SOLUCIÓN

Los canales tienen ganancias de tensión en lazo cerrado de:

$$A_{CL1} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = 5$$

$$A_{CL2} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 10$$

$$A_{CL3} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{50\ \text{k}\Omega} = 2$$

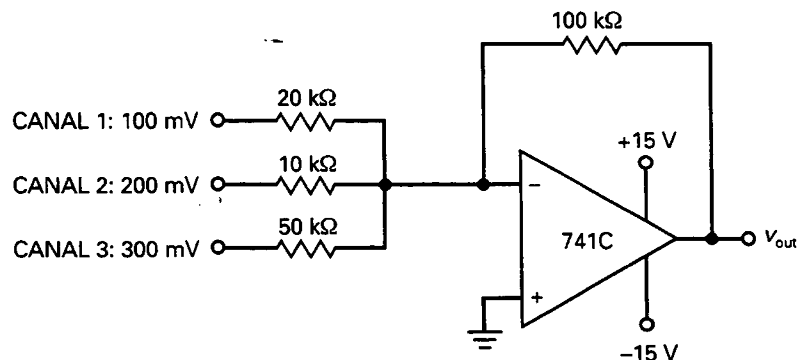


Figura 18-24. Ejemplo.

La tensión de salida es:

$$V_{out} = 5(100\text{ mV}) + 10(200\text{ mV}) + 2(300\text{ mV}) = 3{,}1\text{ V}$$

Si es necesario compensar la polarización de entrada añadiendo una resistencia R_B a la entrada no inversora, la resistencia que se debe usar es:

$$R_{B2} = 20\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega \parallel 50\text{ k}\Omega \parallel 100\text{ k}\Omega = 5{,}56\text{ k}\Omega$$

El siguiente valor estándar de 5,6 kΩ es una buena solución. Un circuito de anulación se encargará del resto de los errores (offsets) de entrada.

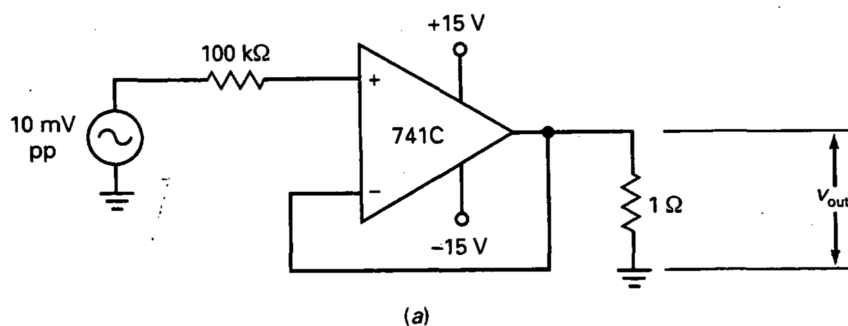
EJEMPLO 18-13

Una fuente de tensión alterna de 10 mV con una resistencia interna de 100 kΩ excita al seguidor de tensión de la Figura 18-25*a*. La resistencia de carga es 1 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Y el ancho de banda?

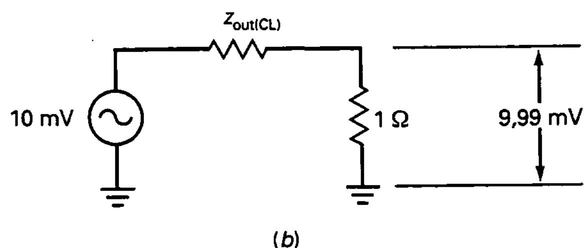
SOLUCIÓN

La ganancia de tensión en lazo cerrado es la unidad. Por tanto:

$$V_{out} = 10\text{ mV}$$



(*a*)



(*b*)

Figura 18-25. Ejemplo.

y el ancho de banda es:

$$f_{2(CL)} = 1 \text{ MHz}$$

Este ejemplo remarca la idea comentada anteriormente. El seguidor de tensión es una forma fácil de transformar una fuente de tensión de alta impedancia en una de baja impedancia. Hace lo mismo que el seguidor de tensión, pero mucho mejor.

EJEMPLO 18-14

Cuando el seguidor de tensión de la Figura 18-25*a* se construye con EWB, la tensión de salida a través de la carga de 1 Ω es 9,99 mV. Muestre cómo calcular la impedancia de salida en lazo cerrado.

SOLUCIÓN

$$v_{out} = 9{,}99 \text{ mV}$$

La impedancia de salida en lazo abierto es la misma que la resistencia Thevenin que se ve hacia la resistencia de carga. En la Figura 18-25*b*, la corriente por la carga es:

$$i_{out} = \frac{9{,}99 \text{ mV}}{1\ \Omega} = 9{,}99 \text{ mA}$$

Esta corriente circula a través de $z_{out(CL)}$. Como la tensión a través de $z_{out(CL)}$ es 0,01 mV:

$$z_{out(CL)} = \frac{0{,}01 \text{ mV}}{9{,}99 \text{ mA}} = 0{,}001\ \Omega$$

Profundicemos un poco en esto. En la Figura 18-25*a*, la fuente de tensión con una impedancia interna de 100 kΩ se ha convertido en una fuente de tensión con una impedancia interna de sólo 0,001 Ω. Impedancias de salida pequeñas como ésta nos aproximan a la fuente de tensión ideal explicada en el Capítulo 1.

18-6. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES

Los amplificadores operacionales representan cerca de un tercio de todos los circuitos integrados lineales. Utilizando amplificadores operacionales se pueden construir una gran variedad de circuitos útiles. Aunque el amplificador operacional es el circuito integrado lineal más importante, también se utilizan mucho otros circuitos integrados lineales, como los amplificadores de audio, amplificadores de vídeo y reguladores de tensión.

❑ Tabla de amplificadores operacionales

En la Tabla 18-2 el prefijo *LF* indica un amplificador operacional BIFET. Por ejemplo, el LF351 es la primera entrada en la tabla. Este amplificador operacional BIFET tiene una tensión de offset de entrada máxima de 10 mV, una máxima corriente de polarización de entrada de 0,2 nA y una máxima corriente de offset de entrada de 0,1 nA. Puede entregar una corriente en cortocircuito de 10 mA. Tiene una frecuencia de ganancia unidad de 4 MHz, una velocidad de respuesta de 13 V/µs, una ganancia de tensión en lazo abierto de 88 dB y una relación de rechazo al modo común de 70 dB.

La tabla contiene dos cantidades más que no se explicaron antes. Primero está la relación de rechazo de la alimentación (*PSRR: Power Supply Rejection Ratio*). Esta cantidad se define como:

$$\text{PSRR} = \frac{\Delta V_{\text{in(offset)}}}{\Delta V_S} \tag{18-17}$$

La ecuación dice que la relación de rechazo de la alimentación es igual a la variación de la tensión de offset de entrada dividida por la variación en las tensiones de alimentación. Para hacer esta medida, el fabricante varía ambas alimentaciones simultánea y simétricamente.

Esto es lo que significa la Ecuación (18-17): debido a la falta de balance en la entrada del amplificador diferencial y otros efectos internos, un cambio en la tensión de alimentación producirá una tensión de offset de salida. Dividiendo esta tensión de offset de salida por la ganancia de tensión en lazo cerrado se obtiene la variación en la tensión de offset de entrada. Por ejemplo, el LF351 de la Tabla 18-2 tiene una PSRR en decibelios de −76 dB. Cuando se convierte a unidades naturales se obtiene:

$$\text{PSRR} = \text{antilog}\,\frac{-76\ \text{dB}}{20} = 0{,}000158$$

o, como se describe algunas veces:

$$\text{PSRR} = 158\ \mu\text{V/V}$$

Esto dice que una variación de 1 V en la tensión de alimentación producirá una variación en la tensión de offset de 158 µV. Por tanto, tenemos otra fuente de error de entrada que se suma a los tres errores (offsets) de entrada discutidos previamente.

El último parámetro que se muestra para el LF351 es la deriva de 10 µV/°C. Esto se define como el coeficiente de temperatura de la tensión de offset de entrada. Indica cuánto se incrementa la tensión de offset de entrada con la temperatura. Un desplazamiento térmico de 10 µV/°C significa que la tensión de offset de entrada se incrementa 10 µV por cada grado Celsius de aumento. Si la temperatura interna del amplificador operacional se incrementa en 50 °C, la tensión de offset de entrada de un LF351 se incrementa 500 µV.

Los amplificadores operacionales de la Tabla 18-2 se seleccionaron para mostrar la variedad de dispositivos disponibles en el mercado. Por ejemplo,

Tabla 18-2. Parámetros típicos de amplificadores operacionales seleccionados a 25 °C

Número	$V_{in(offset)}$ máx (mV)	$I_{in(polarización)}$ máx (nA)	$I_{in(offset)}$ máx (nA)	I_{out} mín (mA)	f_{unidad} típica (MHz)	S_R típica (V/μs)	A_{OL} típica (dB)	CMRR mín (dB)	PSRR mín (dB)	Desplazamiento térmico típico (μV/°C)	Descripción de amplificadores operacionales
LF351	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	-76	10	BIFET
LF353	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	-76	10	BIFET Doble
LF356	5	0,2	0,05	20	5	12	94	85	-85	5	BIFET, gran ancho de banda
LF411A	0,5	200	100	20	4	15	88	80	-80	10	BIFET de offset bajo
LM12	7	300	100	10 A†	0,7	9	94	75	-80	50	Alta potencia, 80 W salida
LM301A	7,5	250	50	10	1+	0,5+	108	70	-70	30	Compensación externa
LM307	7,5	250	50	10	1	0,5	108	70	-70	30	709 mejorado, comp. interna
LM308	7,5	7	1	5	0,3	0,15	108	80	-80	30	Precisión
LM318	10	500	200	10	15	70	86	70	-65	—	Alta velocidad y vel. respuesta
LM324	4	10	2	5	0,1	0,05	94	80	-90	10	Cuádruple de baja potencia
LM348	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	741 cuádruple
LM675	10	2 μA*	500	3 A†	5,5	8	90	70	-70	25	Alta potencia, 25 W salida
LM741C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	El clásico original
LM747C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	741 Doble
LM833	5	1 μA*	200	10	15	7	90	80	-80	2	Bajo ruido
LM1458	6	500	200	20	1	0,5	104	70	-77	—	Doble
OP-07A	0,025	2	1	10	0,6	0,17	110	110	-100	0,6	Precisión
OP-21A	0,1	100	4	—	0,6	0,25	120	100	-104	1	Precisión a baja potencia
OP-42E	0,75	0,2	0,04	25	10	58	114	88	-86	10	BIFET de alta velocidad
OP-64E	0,75	300	100	20	200	200	100	110	-105	—	Velocidad y ancho de banda muy grandes
TL072	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	-70	10	BIFET doble de bajo ruido
TL074	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	-70	10	BIFET cuádruple de bajo ruido
TL082	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	-80	10	BIFET doble de bajo ruido
TL084	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	-80	10	BIFET cuádruple de bajo ruido

* Para el LM675 y LM833, este valor se suele expresar en microamperios.
† Para el LM12 y LM675, este valor se suele expresar en amperios.

el LF411A es un BIFET de bajo offset con una tensión de offset de entrada de sólo 0,5 mV. La mayoría de los amplificadores operacionales son dispositivos de baja potencia, pero no todos. El LM675 es un amplificador operacional de alta potencia. Tiene una corriente en cortocircuito de 3 A y puede proporcionar 25 W a una resistencia de carga. Más potente incluso es el LM12. Tiene una corriente en cortocircuito de 10 A y puede producir una potencia en la carga de 80 W. Se pueden disponer varios LM12 en paralelo para obtener potencias de salida aún mayores. Aplicaciones típicas son los reguladores de tensión para cargas pesadas, amplificadores de audio de alta calidad y sistemas de servo-control.

Cuando se necesita una velocidad de respuesta grande, un LM318 puede responder a una velocidad de 70 V/μs. Y además está el OP-64E, que tiene una velocidad de respuesta de 200 V/μs. Las velocidades de respuesta altas suelen ir unidas a anchos de banda grandes. Como se puede observar, el LM318 tiene una f_{unidad} de 15 MHz, y el OP-64E tiene una f_{unidad} de 200 MHz.

Muchos de los amplificadores operacionales están disponibles en versión doble y cuádruple. Esto significa que hay, o bien dos, o bien cuatro amplificadores operacionales en el mismo encapsulado. Por ejemplo, el LM747C es un 741C doble. El LM348 es un 741 cuádruple. Los amplificadores operacionales simples y dobles caben en un encapsulado de 8 patillas, y el amplificador operacional cuádruple viene en encapsulados de 14 patillas.

No todos los amplificadores operacionales necesitan dos fuentes de tensión. Por ejemplo, el LM324 tiene cuatro amplificadores operacionales compensados internamente. Aunque puede funcionar con dos fuentes como la mayoría de los amplificadores operacionales, fue diseñado específicamente para una sola fuente de alimentación, una ventaja definitiva en muchas aplicaciones. Otra característica importante del LM324 es que puede funcionar con una única fuente de alimentación tan baja como +5 V, la tensión estándar para muchos sistemas digitales.

La compensación interna es conveniente y segura porque un amplificador operacional compensado internamente no empezará a oscilar bajo ninguna circunstancia. El precio que se paga por esta seguridad es una pérdida en el control del diseño. Ésta es la razón por la que algunos amplificadores operacionales ofrecen compensación externa. Por ejemplo, el LM301A se compensa conectando un condensador externo de 30 pF. Pero el diseñador tiene la opción de sobrecompensar con un condensador mayor o subcompensar con un condensador menor. La sobrecompensación puede mejorar el funcionamiento en frecuencias bajas, mientras que la subcompensación puede incrementar el ancho de banda y la velocidad de respuesta. Debido a esto, se añade un signo más (+) en la f_{unidad} y S_R del LM301A en la Tabla 18-2.

Todos los amplificadores operacionales tienen imperfecciones, como ya se ha visto. Los amplificadores operacionales de precisión tratan de minimizar estas imperfecciones. Por ejemplo, el OP-07A es un amplificador operacional de precisión con los siguientes parámetros para el peor caso: la tensión de offset de entrada es sólo 0,025 mV, CMRR es por lo menos 110 dB, PSRR es por lo menos 100 dB y la deriva es sólo 0,6 μV/°C. Los amplificadores operacionales de precisión son necesarios para aplicaciones exigentes, como mediciones y control.

En los siguientes capítulos se explicarán más aplicaciones de los amplificadores operacionales. Entonces se verá cómo los amplificadores opera-

cionales se pueden utilizar en una gran variedad de circuitos lineales, circuitos no lineales, osciladores, reguladores de tensión y filtros activos.

❑ Amplificadores de audio

Los preamplificadores son amplificadores de audio con una potencia de salida inferior a 50 mW. Están adaptados para funcionar con bajo ruido, ya que se usan en la primera etapa de los sistemas de audio, donde amplifican señales débiles provenientes de cápsulas fonocaptoras, cabezas magnéticas, micrófonos y otros.

Un ejemplo de un preamplificador integrado es el LM381, un preamplificador doble de bajo ruido. En él cada amplificador es independiente del otro. El LM381 tiene una ganancia de tensión de 112 dB y un ancho de banda a plena potencia para 10 V de 75 kHz. Funciona como una fuente de alimentación positiva de 9 a 40 V. Su impedancia de entrada es de 100 kΩ y su impedancia de salida es de 150 Ω. Su etapa de entrada es un amplificador diferencial, que permite tanto una entrada diferencial como una entrada asimétrica.

Los amplificadores de audio de nivel medio tienen potencias de salida desde 50 hasta 500 mW. Son muy útiles cerca del terminal de salida de pequeños sistemas de audio, como radios de transistores o generadores de señal. Un ejemplo de éstos es el MHC4000P, que tiene una potencia de salida de 250 mW.

Los amplificadores de potencia proporcionan más de 500 mW a la salida. Se usan en amplificadores, interfonos, radios de AM-FM y otras aplicaciones. El LM380 es un ejemplo. Tiene una ganancia de tensión de 34 dB, un ancho de banda de 100 kHz y una potencia de salida de 2 W. He aquí otro ejemplo: el LM2002 tiene una ganancia de tensión de 40 dB, un ancho de banda de 100 kHz y una potencia de salida de 8 W.

La Figura 18-26 muestra el circuito interno simplificado de un LM380. El amplificador diferencial de entrada utiliza transistores *pnp*. La señal puede ser acoplada directamente, lo que es una ventaja para los transductores. El amplificador diferencial tiene un espejo de corriente (Q_5 y Q_6) como carga. La salida del espejo de corriente va a un seguidor (Q_7) y a un excitador en EC (Q_8). La etapa de salida es un seguidor de emisor en contrafase clase B (Q_{13} y Q_{14}).

Hay un condensador de compensación interno de 10 pF que atenúa la ganancia de tensión en decibelios a una razón de 20 dB por década. Este condensador produce un S_R de aproximadamente 5 V/μs.

❑ Amplificadores de vídeo

Un amplificador de vídeo o de banda ancha tiene una respuesta plana (ganancia de tensión constante) en un amplio intervalo de frecuencias. Sus anchos de banda típicos suelen abarcar varios megahercios. Los amplificadores de vídeo no son necesariamente amplificadores de continua, pero a menudo tienen una respuesta hasta la frecuencia cero. Se usan en aplicaciones donde el intervalo de frecuencias de entrada es muy grande. Por ejemplo, muchos osciloscopios manejan frecuencias de 0 a 10 MHz; los amplificadores de vídeo se emplean en este tipo de instrumentos para incrementar la amplitud de las señales antes de aplicarlas al tubo de rayos catódicos. Como otro ejemplo, el receptor de televisión utiliza un amplificador de vídeo para manejar frecuencias cercanas a cero hasta cerca de 4 MHz.

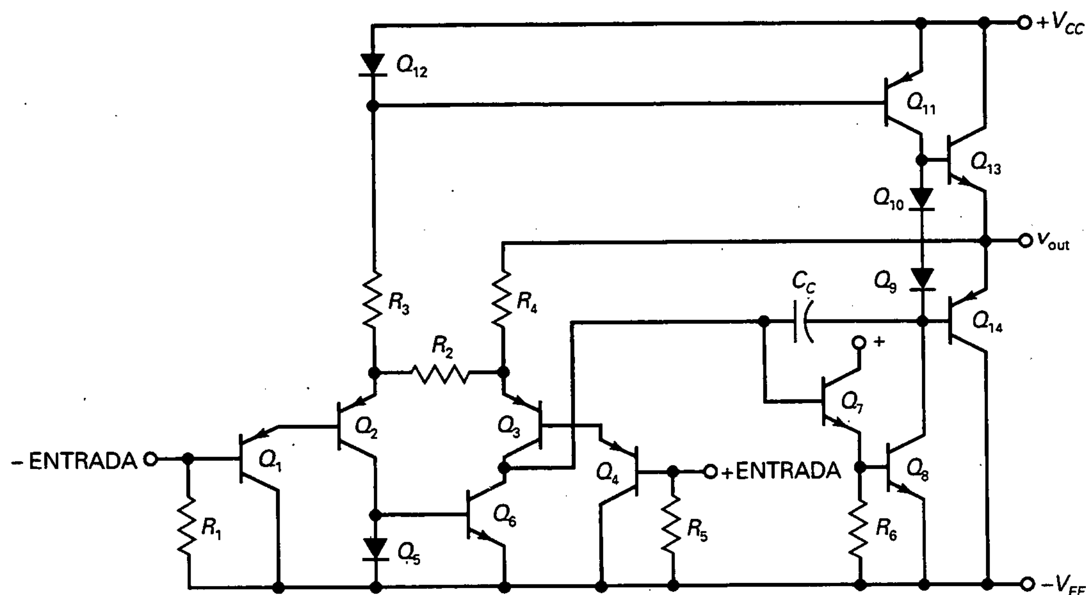


Figura 18-26. Circuito interno simplificado de un LM380.

Los amplificadores de vídeo integrados tienen ganancias de tensión y anchos de banda que se pueden ajustar conectando diversas resistencias externas. Por ejemplo, el VLA702 tiene una ganancia de tensión de 40 dB y una frecuencia de corte de 5 MHz; cambiando componentes externos, se puede tener una ganancia útil hasta 30 MHz. El MC1553 tiene una ganancia de tensión de 52 dB y un ancho de banda de 20 MHz, que se pueden modificar al cambiar los componentes externos. El LM733 tiene un ancho de banda muy amplio, pudiéndose conseguir una ganancia de 20 dB y un ancho de banda de 120 MHz.

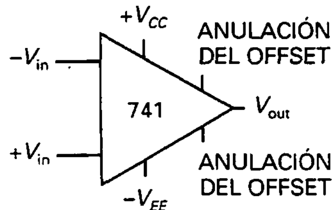
❑ Amplificadores de RF y FI

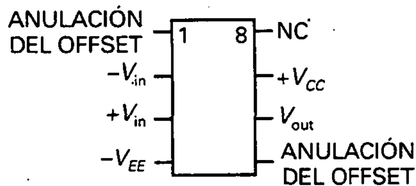
La primera etapa de un receptor de TV, AM o FM generalmente es un amplificador de radiofrecuencia (RF). Los amplificadores de frecuencia intermedia (FI) generalmente constituyen las etapas intermedias. Los circuitos integrados, como el LM703, incluyen amplificadores de RF y FI en un mismo chip. Los amplificadores están sintonizados (en resonancia) para que puedan amplificar solamente una banda estrecha de frecuencias. Esto permite al receptor sintonizar únicamente la señal de una estación de radio o de televisión en particular. Como se mencionó antes, no es práctico integrar bobinas ni condensadores grandes en un chip. Por esta razón, se deben conectar bobinas y condensadores discretos al chip para sintonizar los amplificadores.

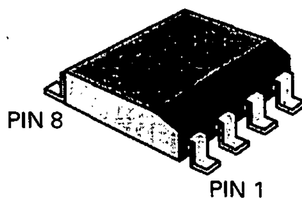
❑ Reguladores de tensión

En el Capítulo 4 se estudiaron los rectificadores y las fuentes de alimentación. Después del filtrado, se tiene una tensión continua con rizado. Esta

tensión de continua es proporcional a la tensión de red; o sea, cambiará un 10 por 100 si la tensión de red cambia un 10 por 100. En la mayoría de las aplicaciones, un cambio del 10 por 100 en la tensión continua es demasiado grande, por lo que es necesario la regulación de la tensión. La serie LM340 es representativa de los nuevos reguladores de tensión. Este tipo de chip puede mantener la tensión continua de salida dentro del 0,01 por 100 para cambios normales en la tensión de red y la resistencia de carga. Otras características son salida positiva o negativa, tensión de salida ajustable y protección contra cortocircuitos.







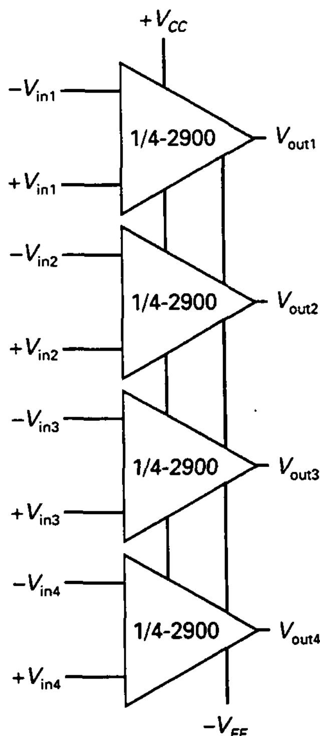
Montaje superficial del operacional LM741.

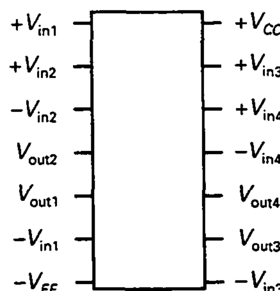
18-7. AMPLIFICADORES OPERACIONALES COMO DISPOSITIVOS EN MONTAJE SUPERFICIAL

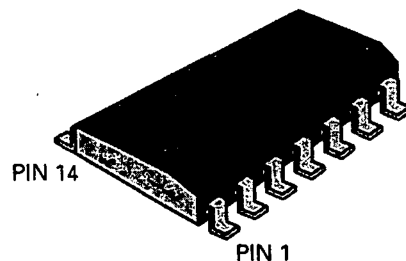
Los amplificadores operacionales y los circuitos analógicos del mismo tipo se encuentran frecuentemente en encapsulados de montaje superficial, lo mismo que en las formas más tradicionales de CI conocidos como *doble en línea* o DIL (*Dual-in-Line*). Debido a que la mayoría de los operacionales tienen un patillaje relativamente sencillo, el estilo de montaje superficial preferido es el denominado SOP (*Small Outline Package*).

Por ejemplo, el operacional LM741 —la pieza soporte de los laboratorios de electrónica durante muchos años— está ahora disponible en el último encapsulado tipo SOP (Fig. de la izquierda). En este caso el patillaje del dispositivo en montaje superficial es el mismo que el patillaje de la versión DIL más familiar.

El LM2900, un operacional cuádruple, es un ejemplo de un operacional encapsulado en montaje superficial más complejo. Este dispositivo se proporciona como dispositivo DIL y SOT de 14 patillas. Por conveniencia, los patillajes de ambos encapsulados son idénticos.







Un circuito operacional cuádruple en encapsulado SOT de 14 pastillas.

RESUMEN

Sección 18-1. Introducción a los amplificadores operacionales

Un amplificador operacional típico tiene una entrada no inversora, una entrada inversora y salida de un terminal. Un operacional ideal tiene ganancia de tensión infinita, resistencia de entrada infinita e impedancia de salida cero. Es un amplificador perfecto, una fuente de tensión controlada por tensión (VCVS).

Sección 18-2. El amplificador operacional 741

El 741 es un operacional estándar ampliamente utilizado. Incluye un condensador de compensación interno para evitar oscilaciones. Con una resistencia de carga grande, la señal de salida puede oscilar en un margen de 1 o 2 V inferior al margen entre las dos alimentaciones. Con resistencias de carga pequeñas, MPP está limitada por la corriente de cortocircuito. La velocidad de respuesta es la máxima velocidad a la que puede variar la tensión de salida cuando se excita la entrada con un escalón. El ancho de banda a plena potencia es directamente proporcional a la velocidad de respuesta e inversamente proporcional a la tensión de pico de salida.

Sección 18-3. El amplificador inversor

El amplificador inversor es el circuito operacional más básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión en lazo cerrado. La entrada inversora es una masa virtual porque es un cortocircuito para la tensión pero un circuito abierto para la corriente. La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a la resistencia de alimentación dividida por la resistencia de entrada. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a la frecuencia de ganancia unidad dividida por la ganancia de tensión en lazo cerrado.

Sección 18-4. El amplificador no inversor

El amplificador no inversor es otro circuito operacional básico. Emplea realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión en lazo cerrado. Tiene un cortocircuito virtual entre la entrada inversora y la no inversora. La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a $R_2/R_1 + 1$. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a la frecuencia de ganancia unidad dividida por la ganancia de tensión en lazo cerrado.

Sección 18-5. Dos aplicaciones de los amplificadores operacionales

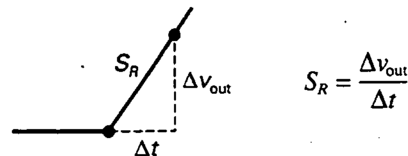
El amplificador sumador tiene dos o más entradas y una salida. Cada entrada es amplificada por la ganancia de su canal. La salida es la suma de las ganancias amplificadas. Si todas las ganancias de canal son igual a 1, la salida es la suma de las entradas. En un mezclador, un amplificador sumador puede amplificar y combinar señales de audio. Un seguidor de tensión tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado de 1 y un ancho de banda de f_{unidad}. El circuito es útil como interface entre una fuente da alta impedancia y una carga de baja impedancia.

Sección 18-6. Circuitos integrados lineales

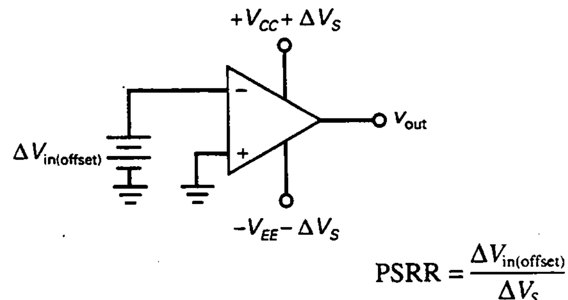
Los amplificadores operacionales representan cerca de la tercera parte de todos los circuitos integrados. Existe una gran variedad de operacionales para casi cualquier aplicación. Algunos tienen offsets de entrada muy bajos, otros tienen ancho de banda y velocidad de respuesta grandes, y otros tienen poco desplazamiento térmico. Existen también operacionales dobles y cuádruples. Para producir grandes potencias en la carga hay operacionales de alta potencia. Otros circuitos integrados lineales incluyen amplificadores de audio y vídeo, amplificadores de RF e IF y reguladores de tensión.

DEFINICIONES

(18-1) Velocidad de respuesta:



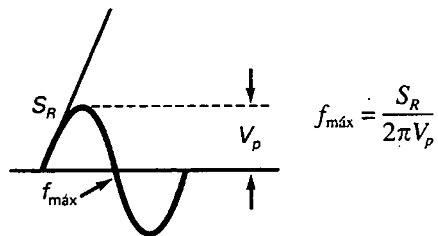
(18-17) Relación de rechazo a la alimentación:



$$\text{PSRR} = \frac{\Delta V_{in(offset)}}{\Delta V_S}$$

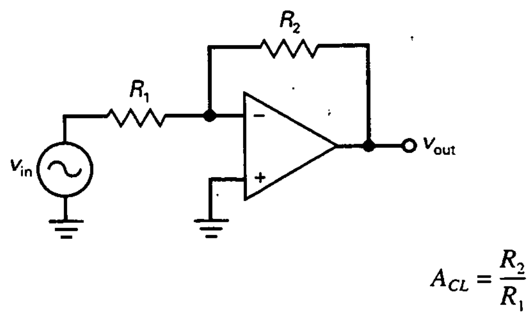
DERIVACIONES

(18-2) Ancho de banda a plena potencia:



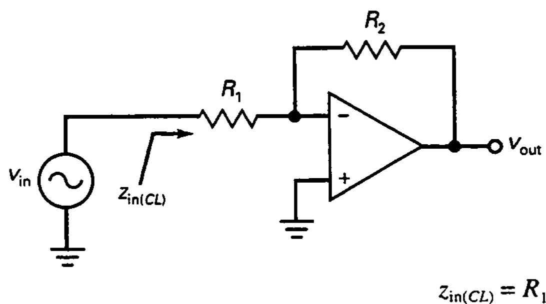
$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

(18-3) Ganancia de tensión en lazo cerrado:



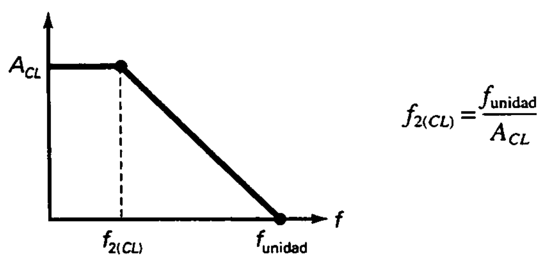
$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1}$$

(18-4) Impedancia de entrada en lazo cerrado:



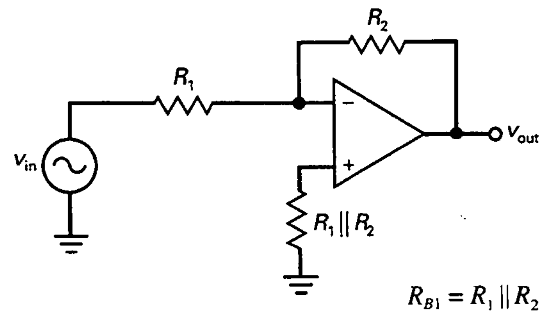
$$z_{in(CL)} = R_1$$

(18-5) Ancho de banda en lazo cerrado:



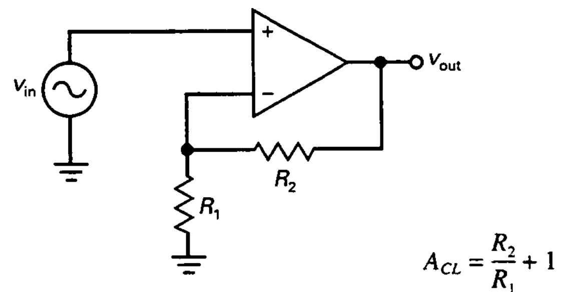
$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{CL}}$$

(18-11) Resistencia de compensación:



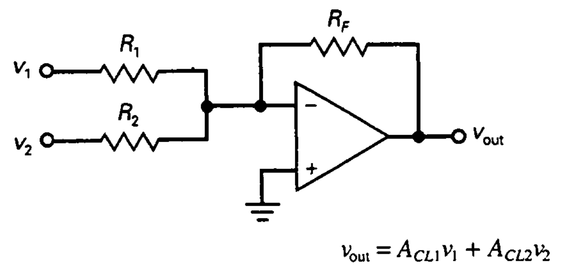
$$R_{B1} = R_1 \| R_2$$

(18-12) Amplificador no inversor:



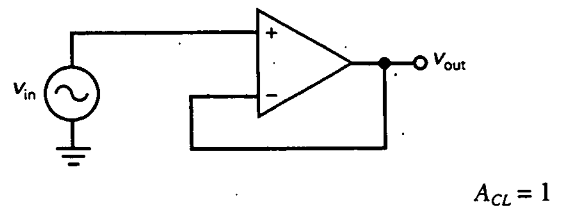
$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

(18-13) Amplificador sumador:



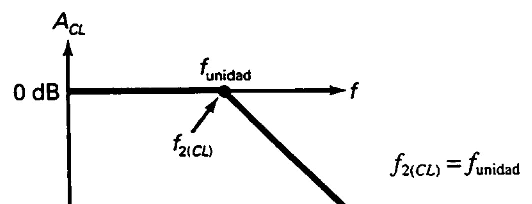
$$v_{out} = A_{CL1}v_1 + A_{CL2}v_2$$

(18-15) Seguidor de tensión:



$$A_{CL} = 1$$

(18-16) Ancho de banda del seguidor de tensión:



$$f_{2(CL)} = f_{unidad}$$

EJERCICIOS PARA EL ALUMNO

CUESTIONES

1. ¿Qué controla la frecuencia de corte dominante de un amplificador operacional?
   a) La capacidad parásita de las conexiones
   b) La capacidad base-emisor
   c) La capacidad colector-base
   d) La capacidad de compensación
2. Un condensador de compensación evita:
   a) Ganancia de tensión
   b) Oscilaciones
   c) Corriente de offset de entrada
   d) Ancho de banda a plena potencia
3. En f_{unidad}, la ganancia de tensión es
   a) Uno c) Cero
   b) A_{med} d) Muy grande
4. La frecuencia de corte de un amplificador operacional es igual a la frecuencia de ganancia unidad dividida entre
   a) Frecuencia de corte
   b) Ganancia de tensión en lazo cerrado
   c) Unidad
   d) Ganancia de tensión en modo común
5. Si la frecuencia de corte es de 15 Hz y la ganancia de tensión en frecuencias medias es de 1.000.000, la frecuencia de ganancia unidad es de
   a) 25 Hz c) 1,5 MHz
   b) 1 MHz d) 15 MHz
6. Si la frecuencia de ganancia unidad es de 5 MHz y la ganancia de tensión en frecuencias medias es de 200.000, la frecuencia de corte es de
   a) 25 Hz c) 1,5 MHz
   b) 1 MHz d) 15 MHz
7. La pendiente inicial de una onda sinusoidal es directamente proporcional a la
   a) S_R
   b) Frecuencia
   c) Ganancia de tensión
   d) Capacidad
8. Cuando la pendiente inicial de una onda sinusoidal es mayor que el S_R
   a) Hay distorsión
   b) El amplificador operacional funciona en su zona lineal
   c) La ganancia de tensión es máxima
   d) El amplificador operacional funciona mejor
9. El ancho de banda a plena potencia se incrementa cuando
   a) Disminuye la frecuencia
   b) Disminuye el valor de pico
   c) Disminuye la pendiente inicial
   d) Aumenta la ganancia de tensión
10. Un 741C utiliza
    a) Resistencias discretas
    b) Carga pasiva
    c) Carga activa
    d) Un condensador de acoplo pequeño
11. Un 741C no puede trabajar sin
    a) Resistencias discretas
    b) Carga pasiva
    c) Retornos de continua en las dos bases
    d) Un condensador de acoplo pequeño
12. La impedancia de entrada de un amplificador operacional BIFET es
    a) Baja
    b) Media
    c) Alta
    d) Extremadamente alta
13. Un LF157A es un
    a) Amplificador diferencial
    b) Seguidor de fuente
    c) Amplificador operacional bipolar
    d) Amplificador operacional BIFET
14. Si las dos fuentes de alimentación son de ±15 V, el valor MPP de un amplificador operacional idealmente es
    a) 0 c) −15 V
    b) +15 V d) 30 V
15. La frecuencia de corte dominante de un 741 está controlada por
    a) Un condensador de acoplo
    b) La corriente de cortocircuito de la salida
    c) El ancho de banda a plena potencia
    d) Un condensador de compensación
16. El 741C tiene una frecuencia de ganancia unidad de
    a) 10 Hz c) 1 MHz
    b) 20 kHz d) 15 MHz
17. La frecuencia de ganancia unidad es igual al producto de la ganancia de tensión en lazo cerrado y
    a) Capacidad de compensación
    b) Corriente de polarización
    c) Frecuencia de corte en lazo cerrado
    d) Resistencia de carga
18. Si f_{unidad} = 10 MHz y A_{med} = 1.000.000, la frecuencia de corte del amplificador operacional es
    a) 10 Hz c) 50 Hz
    b) 20 Hz d) 100 Hz
19. La pendiente inicial de una onda sinusoidal se incrementa cuando
    a) La frecuencia disminuye
    b) El valor de pico se incrementa
    c) C_C se incrementa
    d) El S_R disminuye

20. Si la frecuencia es mayor que el ancho de banda a plena potencia
a) Hay distorsión por el S_R
b) Hay una señal de salida normal
c) La tensión de offset de salida se incrementa
d) Puede haber distorsión

21. Un amplificador operacional tiene una resistencia de base abierta. La tensión de salida será
a) Cero
b) Casi cero
c) Máxima positiva o máxima negativa
d) Una señal sinusoidal amplificada

22. Un amplificador operacional tiene una ganancia de tensión de 500.000. Si la tensión de salida es de 1 V, la tensión de entrada es
a) 2 μV **c)** 10 mV
b) 5 mV **d)** 1 V

23. Un 741C tiene tensiones de alimentación de ±15 V. Si la resistencia de carga es grande, el valor MPP es de
a) 0 **c)** +15 V
b) 27 V **d)** 30 V

24. Para frecuencias superiores a la frecuencia de corte, la ganancia de tensión de un 741C disminuye aproximadamente a
a) 10 dB por década
b) 20 dB por octava
c) 10 dB por octava
d) 20 dB por década

25. La ganancia de tensión de un amplificador operacional es la unidad para
a) La frecuencia de corte
b) La frecuencia de ganancia unidad
c) La frecuencia del generador
d) El ancho de banda a plena potencia

26. Cuando hay distorsión de una onda sinusoidal por el S_R, la salida
a) Es mayor
b) Parece triangular
c) Es normal
d) No hay offset

27. Un 741C tiene
a) Una ganancia de tensión de 100.000
b) Una impedancia de entrada de 2 MΩ
c) Una impedancia de salida de 75 Ω
d) Todas las anteriores

28. La ganancia de tensión en lazo cerrado de un amplificador inversor es igual a
a) El cociente entre la resistencia de entrada y la resistencia de realimentación
b) La ganancia de tensión en lazo abierto
c) La resistencia de realimentación dividida entre la resistencia de entrada
d) La resistencia de entrada

29. El amplificador no inversor tiene una
a) Ganancia de tensión en lazo cerrado grande
b) Ganancia de tensión en lazo abierto pequeña
c) Impedancia de entrada en lazo cerrado grande
d) Impedancia de salida en lazo cerrado grande

30. El seguidor de tensión tiene una
a) Ganancia de tensión en lazo cerrado igual a 1
b) Ganancia de tensión en lazo abierto pequeña
c) Ancho de banda en lazo cerrado igual a cero
d) Impedancia de salida en lazo cerrado grande

31. Un amplificador sumador puede tener
a) No más de dos señales de entrada
b) Dos o más señales de entrada
c) Impedancia de entrada en lazo cerrado igual a infinito
d) Ganancia de tensión en lazo abierto pequeña

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. ¿Qué es un amplificador operacional ideal? Compare las propiedades de un 741C con las de un operacional ideal.
2. Dibuje un amplificador operacional con una tensión de entrada en escalón. ¿Qué es velocidad de respuesta y por qué es importante?
3. Dibuje un amplificador inversor utilizando un amplificador operacional y con valores en sus componentes. Ahora dígame dónde está la masa virtual. ¿Cuáles son las propiedades de una masa virtual? ¿Cuál es la ganancia de tensión, impedancia de entrada y ancho de banda en lazo cerrado?
4. Dibuje un amplificador no inversor utilizando un amplificador operacional y con valores en sus componentes. Ahora dígame dónde está el cortocircuito virtual. ¿Cuáles son las propiedades de un cortocircuito virtual? ¿Cuál es la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado?
5. Dibuje un amplificador sumador y explíqueme la teoría de funcionamiento.
6. Dibuje un seguidor de tensión. ¿Cuál es la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado? Describa las impedancias de entrada y salida en lazo cerrado. ¿Por qué es bueno este circuito si la ganancia de tensión es tan baja?
7. ¿Cuáles son las impedancias de entrada y salida de un operacional típico? ¿Qué ventajas tienen estos valores?
8. ¿Cómo afecta la frecuencia de la señal de entrada de un operacional a la ganancia de tensión?
9. El LM318 es un operacional mucho más rápido que el LM741C. ¿En qué aplicaciones puede preferirse un 318 a un 741? ¿Cuáles son algunas posibles desventajas del 318?
10. Con tensión de entrada cero a un operacional, ¿por qué hay exactamente cero voltios de salida?

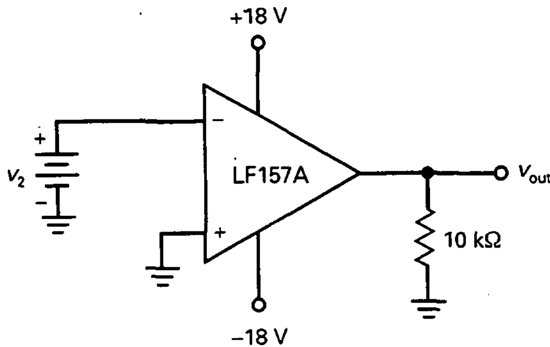


Figura 18-27

11. Nombre algunos circuitos integrados lineales aparte del amplificador operacional.
12. ¿Qué condición debe satisfacer un LM741 para producir máxima ganancia de tensión?
13. Dibuje un amplificador operacional inversor y derive la fórmula para la ganancia de tensión.
14. Dibuje un amplificador operacional inversor y derive la fórmula para la ganancia de tensión.
15. ¿Por qué se piensa en un 741C como un amplificador de baja frecuencia o de frecuencia continua?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 18-2. El amplificador operacional 741

18-1. Suponga que la saturación negativa ocurre a 1 V menos que la tensión de alimentación con un LF157A. ¿Cuánta tensión de entrada inversora hace falta para llevar el amplificador operacional de la Figura 18-27 a saturación negativa?

18-2. ¿Cuál es la relación de rechazo al modo común de un LF157A a frecuencias bajas? Convierta el valor en decibelios a unidades naturales.

18-3. ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo abierto de un LF157A cuando la frecuencia de entrada es 1 kHz, 10 kHz y 100 kHz? (Suponga una respuesta de primer orden, es decir, pendiente de caída de 20 dB por década.)

18-4. La tensión de entrada a un operacional es un gran escalón de tensión. La salida es una onda exponencial que varía 0,75 V en 50 ns. ¿Cuál es la velocidad de respuesta del amplificador operacional?

18-5. Un LM675 tiene una velocidad de respuesta de 8 V/μs. ¿Cuál es el ancho de banda a plena potencia para una tensión de pico de salida de 5 V?

18-6. Utilice la Ecuación (18-2) para calcular el ancho de banda a plena potencia en cada uno de los casos siguientes:

a) $S_R = 0{,}5$ V/μs y $V_P = 500$ mV
b) $S_R = 3$ V/μs y $V_P = 2{,}5$ V
c) $S_R = 12$ V/μs y $V_P = 10$ V

Sección 18-3. El amplificador inversor

18-7. ¿Cuál es la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado en la Figura 18-28? ¿Cuál es la tensión de salida a 1 kHz? ¿Y a 2 MHz? Dibuje el diagrama asintótico de Bode de la ganancia de tensión en lazo cerrado.

18-8. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 18-29 cuando v_{in} es cero? Utilice los valores típicos de la Tabla 18-1.

18-9. La hoja de características de un LF157A indica los siguientes parámetros para el peor caso: $I_{in(polarización)} = 50$ pA, $I_{in(offset)} = 10$ pA y $V_{in(offset)} = 2$ mV. Recalcule la tensión de salida cuando v_{in} es cero en la Figura 18-29.

Sección 18-4. El amplificador no inversor

18-10. En la Figura 18-30, ¿cuál es la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado? ¿Y la tensión alterna de salida a 100 kHz?

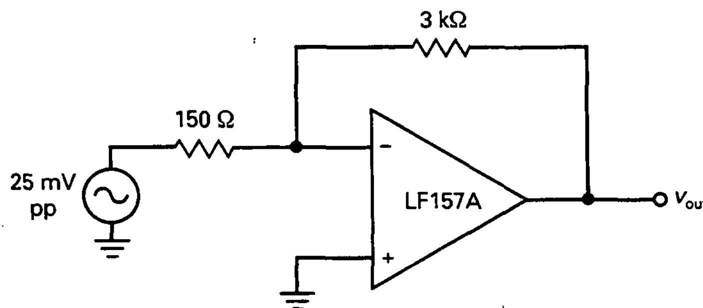


Figura 18-28

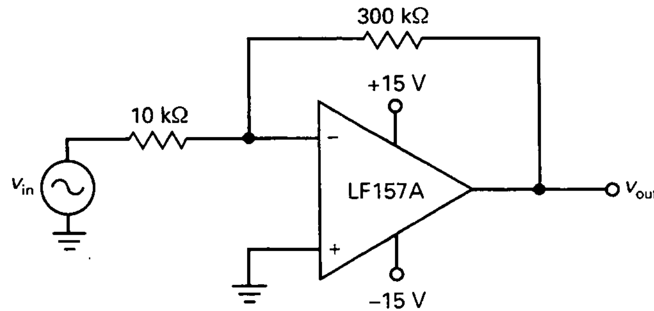


Figura 18-29

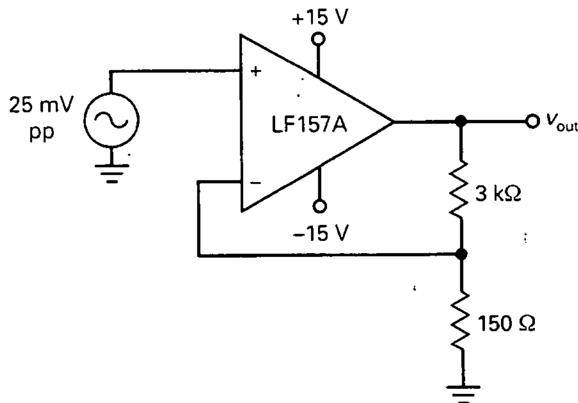


Figura 18-30

18-11. ¿Cuál es la tensión de salida cuando v_{in} se reduce a cero en la Figura 18-30? Utilice los parámetros para el peor caso dados en el Problema 18-9.

Sección 18-5. Dos aplicaciones de los amplificadores operacionales

18-12. En la Figura 18-31*a*, ¿cuál es la tensión alterna de salida? Si se necesita añadir una resistencia de compensación a la entrada no inversora, ¿qué valor debería tener?

18-13. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 18-31*b*? ¿Y el ancho de banda?

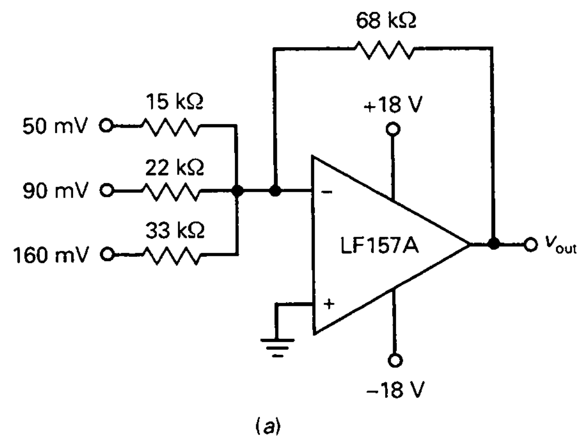
PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

18-14. La resistencia variable de la Figura 18-32 puede ajustarse desde 0 hasta 100 kHz. Calcule los valores máximos y mínimos de la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado.

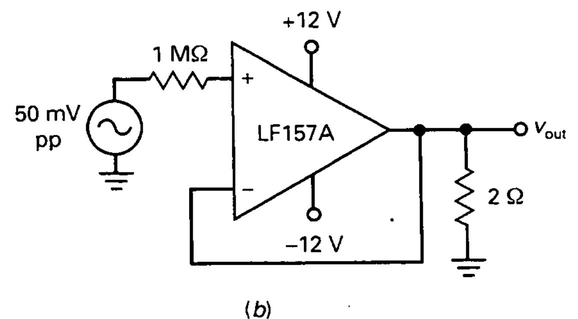
18-15. Calcule los valores máximos y mínimos de la ganancia de tensión y ancho de banda en lazo cerrado en la Figura 18-33.

18-16. En la Figura 18-31*b*, la tensión alterna de salida es 49,98 mV. ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado?

18-17. ¿Cuál es la pendiente inicial de una onda sinusoidal con una frecuencia de 15 kHz y un valor



(*a*)



(*b*)

Figura 18-31

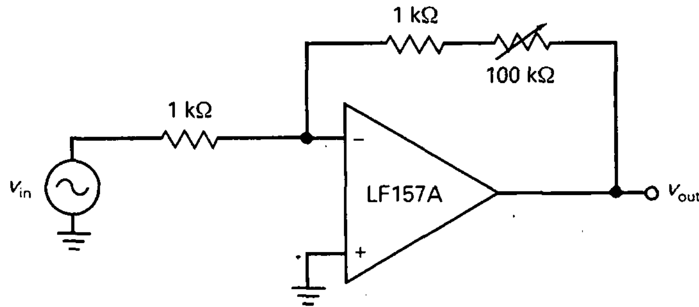


Figura 18-32

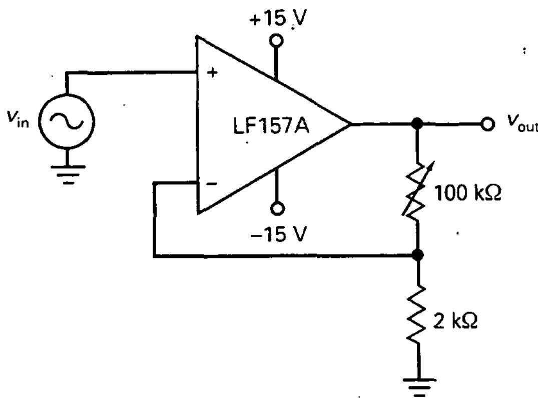


Figura 18-33

de pico de 2 V? ¿Qué sucede con la pendiente inicial si la frecuencia aumenta a 30 kHz?

18-18. ¿Qué amplificador operacional en la Tabla 18-2 tiene las siguientes características?
a) Mínima tensión de offset de entrada
b) Mínima corriente de offset de entrada
c) Máxima capacidad de corriente de salida
d) Máximo ancho de banda
e) Mínimo desplazamiento térmico

18-19. ¿Cuál es la CMRR de un 741C a 100 kHz? ¿Y el valor MPP cuando la resistencia de carga es 500 Ω? ¿Y la ganancia de tensión en lazo abierto a 1 kHz?

18-20. Si la resistencia de alimentación de la Figura 18-31*a* se cambia por una resistencia variable de 100 kΩ, ¿cuál es la máxima tensión de salida? ¿Y la mínima?

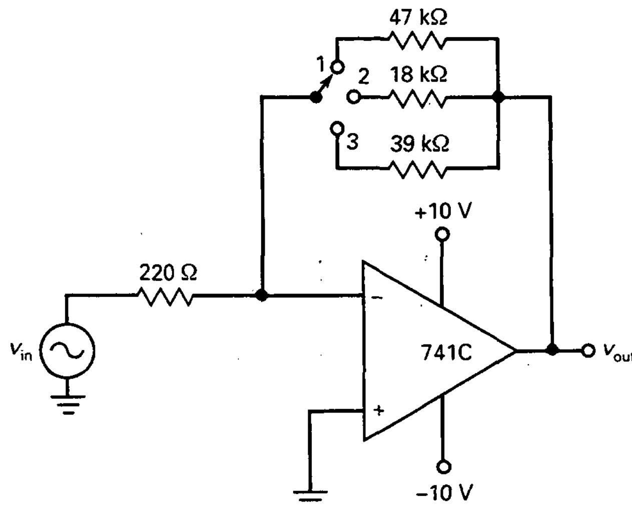


Figura 18-34

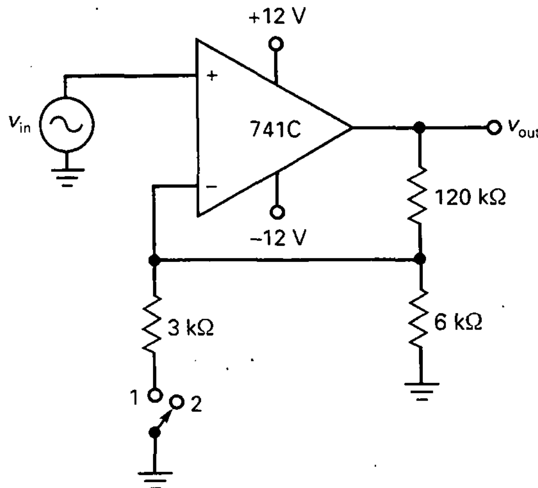


Figura 18-35

18-21. En la Figura 18-34, ¿cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada posición del conmutador?

18-22. ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada posición del conmutador de la Figura 18-35? ¿Y el ancho de banda?

18-23. Al cablear el circuito de la Figura 18-35, un técnico deja la resistencia de 6 kΩ sin conectar a masa. ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada posición del conmutador?

18-24. Si la resistencia de 120 kΩ de la Figura 18-35 queda en circuito abierto, ¿qué es lo más probable que ocurra con la tensión de salida?

18-25. ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada posición del conmutador de la Figura 18-36? ¿Y el ancho de banda?

18-26. Si la resistencia de entrada de la Figura 18-36 queda en circuito abierto, ¿cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada posición del conmutador?

18-27. Si la resistencia de realimentación de la Figura 18-36 queda en circuito abierto, ¿qué es lo más probable que ocurra con la tensión de salida?

18-28. Los parámetros para el peor caso en un 741C son: $I_{in(polarización)} = 500$ nA, $I_{in(offset)} = 200$ nA y $V_{in(offset)} = 6$ mV. ¿Cuál es la tensión de offset de salida total en la Figura 18-37?

18-29. En la Figura 18-37 la señal de entrada tiene una frecuencia de 1 kHz. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

18-30. Si se cortocircuita el condensador de la Figura 18-37, ¿cuál es la tensión de offset de salida total? Utilice los parámetros para el peor caso dados en el Problema 18-28.

ANÁLISIS DE VARIABLES DEPENDIENTES

Utilice la Figura 18-38 para el resto de los problemas. Un circuito como éste no es práctico para producción en masa porque no tiene realimentación. Los errores de offset de entrada pueden llevar al operacional a la saturación positiva o negativa con mayor probabilidad. Suponga, sin embargo, para este ejercicio teórico, que hemos seleccionado a mano un 741C para tener una tensión de offset de salida de cero voltios.

18-31. Prediga las respuestas para cada corriente de base de entrada.

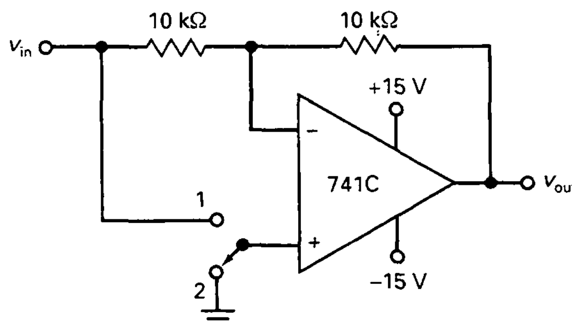


Figura 18-36

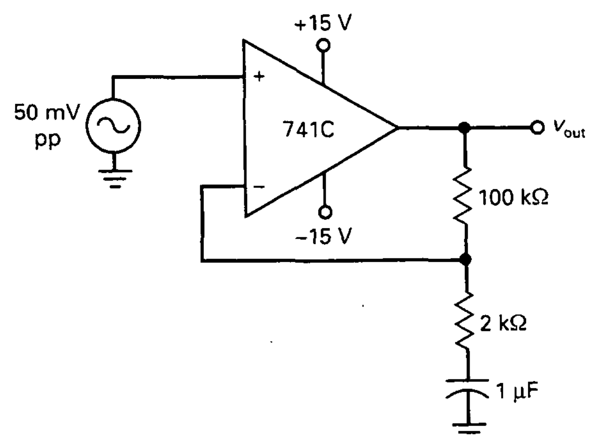
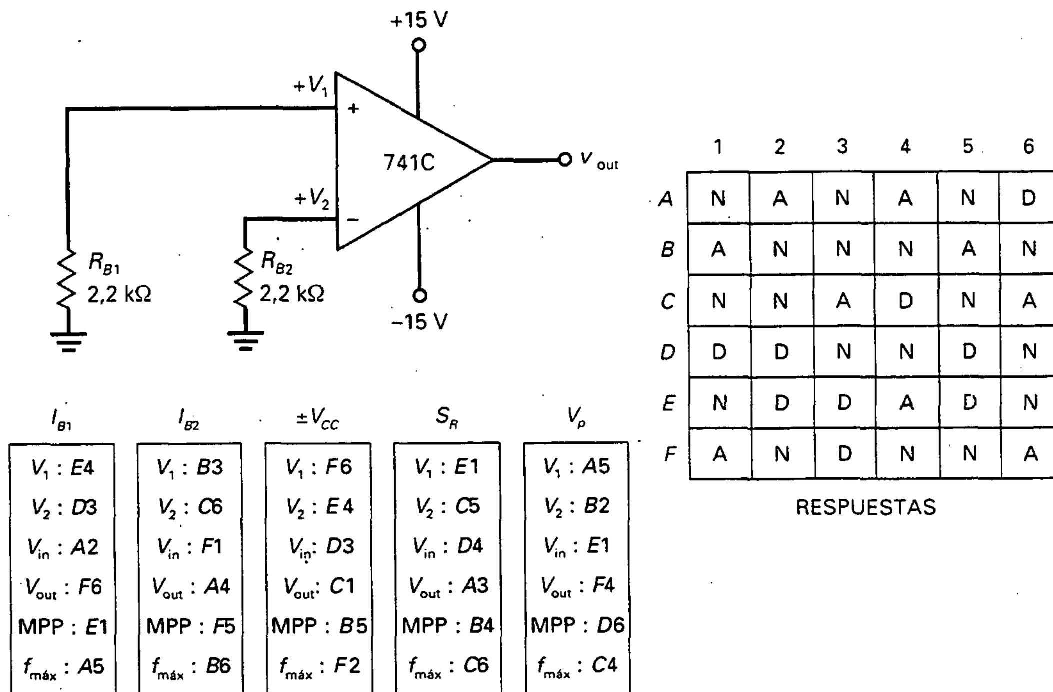


Figura 18-37



I_{B1}	I_{B2}	$\pm V_{CC}$	S_R	V_p
V_1 : E4	V_1 : B3	V_1 : F6	V_1 : E1	V_1 : A5
V_2 : D3	V_2 : C6	V_2 : E4	V_2 : C5	V_2 : B2
V_{in} : A2	V_{in} : F1	V_{in}: D3	V_{in} : D4	V_{in} : E1
V_{out} : F6	V_{out} : A4	V_{out}: C1	V_{out} : A3	V_{out} : F4
MPP : E1	MPP : F5	MPP : B5	MPP : B4	MPP : D6
$f_{máx}$: A5	$f_{máx}$: B6	$f_{máx}$: F2	$f_{máx}$: C6	$f_{máx}$: C4

	1	2	3	4	5	6
A	N	A	N	A	N	D
B	A	N	N	N	A	N
C	N	N	A	D	N	A
D	D	D	N	N	D	N
E	N	D	D	A	D	N
F	A	N	D	N	N	A

RESPUESTAS

Figura 18-38

18-32. Prediga las respuestas para las variaciones de las tensiones de alimentación.

18-33. Prediga las respuestas para los cambios en la velocidad de respuesta.

18-34. Prediga las respuestas para los cambios en la tensión de pico.

CAPÍTULO

Realimentación negativa

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- ➤ Definir cuatro tipos de realimentación negativa.
- ➤ Analizar el efecto de la realimentación negativa de un VCVS en la ganancia de tensión, impedancia de entrada, impedancia de salida y distorsión armónica.
- ➤ Explicar el funcionamiento de un amplificador de transimpedancia.
- ➤ Explicar el funcionamiento de un amplificador de transconductancia.
- ➤ Describir cómo se puede usar la realimentación negativa de un ICIS para realizar un amplificador de corriente casi ideal.
- ➤ Analizar la relación entre el ancho de banda y la realimentación negativa.

VOCABULARIO

- amplificador de transconductancia
- amplificador de transimpedancia
- analizador de distorsión
- convertidor de corriente a tensión
- convertidor de tensión a corriente
- distorsión armónica
- distorsión no lineal
- factor de atenuación de realimentación
- fracción de realimentación
- fuente de corriente controlada por corriente (ICIS)
- fuente de corriente controlada por tensión (VCIS)
- fuente de tensión controlada por corriente (ICVS)
- fuente de tensión controlada por tensión (VCVS)
- ganancia del lazo
- producto ganancia-ancho de banda (GBP)
- realimentación negativa
- transconductancia
- transimpedancia

En agosto de 1927 un joven ingeniero llamado Harold Black tomó un ferry de Staten Island, New York, para ir a trabajar. Para pasar aquella mañana de verano, anotó algunas ecuaciones sobre una idea nueva. Durante los siguientes meses pulió la idea y solicitó una patente. Pero como suele suceder con las ideas verdaderamente nuevas, fue ridiculizada. La oficina de patentes rechazó su solicitud y la etiquetó como otra de esas «tonterías sobre el movimiento continuo». Pero eso duró poco. La idea de Black fue la realimentación negativa.

19-1. CUATRO TIPOS DE REALIMENTACIÓN NEGATIVA

Black inventó sólo un tipo de realimentación negativa, el que estabiliza la ganancia de tensión, incrementa la impedancia de entrada y reduce la impedancia de salida. Con la aparición de los transistores y de los amplificadores operacionales, se hicieron posibles tres tipos más de realimentación negativa.

❑ Ideas básicas

La entrada a un amplificador con realimentación negativa puede ser tanto una tensión como una corriente. También, la señal de salida puede ser una tensión o una corriente. Esto implica que existen cuatro tipos de realimentación negativa. Como se muestra en la Tabla 19-1, el primer tipo tiene una tensión de entrada y una tensión de salida. El circuito que utiliza este tipo de realimentación negativa se denomina una *fuente de tensión controlada por tensión (VCVS: voltage-controlled voltage source).* Un VCVS es un amplificador de tensión ideal porque tiene una ganancia de tensión estable, una impedancia de entrada infinita y una impedancia de salida cero, como se muestra en la figura.

En el segundo tipo de realimentación negativa, una corriente de entrada controla una tensión de salida. El circuito que emplea este tipo de realimentación se denomina una *fuente de tensión controlada por corriente (ICVS: current-controlled voltage source).* Debido a que una corriente de entrada controla una tensión de salida, un ICVS se denomina a veces un *amplificador de transimpedancia.* La palabra resistencia se utiliza porque el cociente v_{out}/i_{in} tiene unidad de ohmios. El prefijo *trans* se refiere a hacer el cociente entre una cantidad de salida con una cantidad de entrada.

El tercer tipo de realimentación negativa tiene una corriente de entrada controlando una tensión de salida. El circuito que utiliza este tipo de realimentación negativa se denomina una *fuente de corriente controlada por tensión (VCIS: voltage-controlled current source).* Debido a que una tensión de entrada controla una corriente de salida, un VCIS también se denomina un *amplificador de transconductancia.* La palabra *conductancia* se utiliza porque el cociente de i_{out}/v_{in} tiene la unidad de siemens (mhos).

En el cuarto tipo de realimentación negativa, una corriente de entrada se amplifica para obtener una corriente mayor de salida. El circuito con este tipo de realimentación negativa se denomina una *fuente de corriente controlada por corriente (ICIS: current-controlled current source).* Un ICIS es un amplificador de corriente ideal porque tiene ganancia de corriente estable, impedancia de entrada cero e impedancia de salida infinito.

❑ Convertidores

Hacer referencia a los circuitos VCVS e ICIS como amplificadores tiene sentido porque el primero es un amplificador de tensión y el segundo un amplificador de corriente. Pero el empleo de la palabra *amplificador* con los de transimpedancia y transconductancia puede parecer un poco extraño al

Tabla 19-1. Realimentación negativa ideal

Entrada	Salida	Circuito	i_{in}	z_{out}	Convierte	Relación	Símbolo	Tipo de amplificador
V	V	VCVS	∞	0	—	v_{out}/v_{in}	A_v	Amplificador de tensión
I	V	ICVS	0	0	*i* a *v*	v_{out}/i_{in}	r_m	Amplificador de transimpedancia
V	I	VCIS	∞	∞	*v* a *i*	i_{out}/v_{in}	g_m	Amplificador de transconductancia
I	I	ICIS	0	∞	—	i_{out}/i_{in}	A_i	Amplificador de corriente

principio, porque las cantidades de entrada y de salida son diferentes. Debido a esto, muchos ingenieros y técnicos prefieren pensar en estos circuitos como convertidores. Por ejemplo, el VCIS se denomina también un *convertidor de tensión a corriente*. Se introducen voltios y se obtienen amperios. Similarmente, el ICVS se llama también un *convertidor de corriente a tensión*. Entra corriente y sale tensión.

❑ Esquemas eléctricos

La Figura 19-1*a* muestra el VCVS, un amplificador de tensión. En los circuitos prácticos, la impedancia de entrada no es infinita, pero es muy alta. Del mismo modo, la impedancia de salida no es cero, pero es muy baja. La ganancia de tensión del VCVS se simbolizan como A_v. Como z_{out} se aproxima a cero, el lado de salida de un VCVS es una fuente de tensión constante para cualquier resistencia de carga real.

En la Figura 19-1*b* aparece un ICVS, un amplificador de transimpedancia (convertidor de corriente a tensión). Tiene una impedancia de entrada y de salida muy bajas. El factor de conversión del ICVS se denomina *transimpedancia*, simbolizado r_m y expresada en ohmios. Por ejemplo, si r_m = 1 kΩ, una corriente de entrada de 1 mA producirá una tensión constante de 1 V a través de la carga. Debido a que z_{out} se aproxima a cero, el lado de salida de un ICVS es una fuente de tensión constante para las resistencias de carga reales.

La Figura 19-2*a*, muestra un VCIS, un amplificador de transconductancia (convertidor de tensión a corriente). Tiene una impedancia de entrada muy grande y una impedancia de salida muy alta. El factor de conversión de un VCIS se denomina *transconductancia*, simbolizado por g_m y expresado en siemens (mhos). Por ejemplo, si g_m = 1 mS, una tensión de entrada de 1 V provocará una corriente de 1 mA a través de la carga. Debido a que z_{out} se aproxima a infinito, el lado de salida de un VCIS es una fuente de corriente constante para cualquier resistencia de carga real.

La Figura 19-2*b* representa un ICIS, un amplificador de corriente. Tiene una impedancia de entrada muy baja y una impedancia de salida muy alta. La ganancia de corriente del ICIS se simboliza como A_i. Debido a que z_{out} se acerca a infinito, el lado de salida de un ICIS es una fuente de corriente constante para cualquier resistencia de carga real.

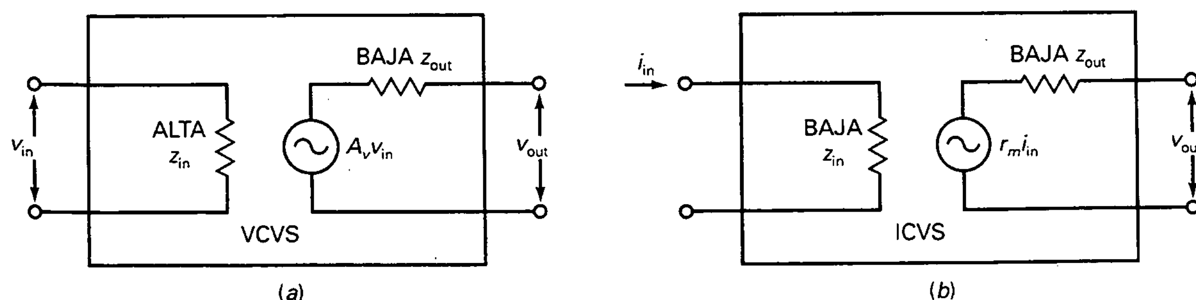


Figura 19-1. *a*) Fuente de tensión controlada por tensión; *b*) fuente de tensión controlada por corriente.

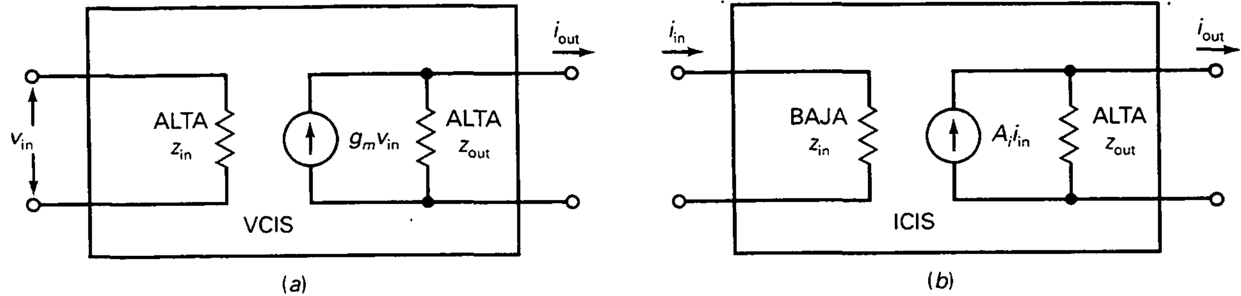


Figura 19-2. *a)* Fuente de corriente controlada por tensión; *b)* fuente de corriente controlada por corriente.

19-2. GANANCIA DE TENSIÓN DE UN VCVS

En el Cápitulo 18 se analizó el amplificador no inversor, una *implementación* muy utilizada de un VCVS. En esta secciónse vamos a examinar de nuevo el amplificador no inversor y se profundizará en los detalles sobre su ganancia de tensión.

❑ Ganancia de tensión en lazo cerrado exacta

La Figura 19-3 representa un amplificador no inversor. El amplificador operacional tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de A_{OL}, típicamente, 100.000 o más. Debido al divisor de tensión, parte de la tensión de salida se realimenta a la entrada inversora. La *fracción de realimentación B* de cualquier circuito VCVS se define como la tensión de realimentación dividida por la tensión de salida. En la Figura 19-3:

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} \tag{19-1}$$

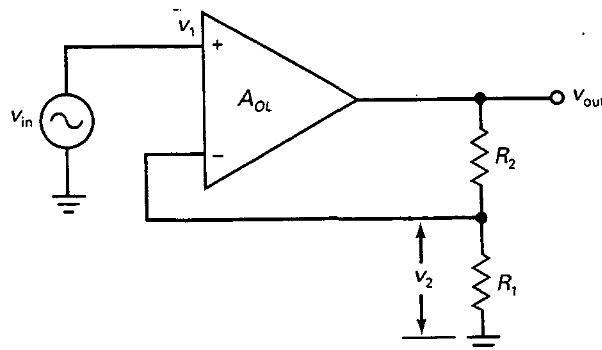


Figura 19-3. Amplificador VCVS.

La fracción de realimentación se denomina también *factor de atenuación de realimentación* porque indica cuánto se atenúa la tensión de salida antes de que la señal realimentada alcanza la entrada inversora.

Con un poco de álgebra se puede derivar la siguiente ecuación exacta para la ganancia de tensión en lazo cerrado:

$$A_{CL} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}B} \tag{19-2}$$

o con la notación de la Tabla 19-1, donde $A_v = A_{CL}$:

$$A_v = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}B} \tag{19-3}$$

Ésta es la ganancia de tensión en lazo cerrado exacta para cualquier amplificador VCVS.

❑ Ganancia de lazo

El segundo término del denominador, $A_{OL}B$, se denomina ganancia de lazo porque es la ganancia de tensión del camino completo directo y de realimentación. La ganancia de lazo es un valor muy importante en el diseño de amplificadores con realimentación negativa. En cualquier diseño real esta ganancia de lazo se hace muy grande. Cuanto mayor, mejor, porque estabiliza la ganancia de tensión y tiene un efecto de mejora en parámetros como la estabilidad de la ganancia, distorsión, offsets, impedancia de entrada e impedancia de salida.

❑ Ganancia de tensión en lazo cerrado ideal

Para que un VCVS funcione bien, la ganancia de lazo $A_{OL}B$ debe ser mucho mayor que la unidad. Cuando el diseñador hace que se cumpla esta condición, la Ecuación (19-3) se convierte en:

$$A_v = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}B} \cong \frac{A_{OL}}{A_{OL}B}$$

o

$$A_v \cong \frac{1}{B} \tag{19-4}$$

Esta ecuación ideal proporciona respuestas casi exactas cuando $A_{OL}B >> 1$. La ganancia de tensión en lazo cerrado exacta es ligeramente inferior a esta ganancia ideal. En caso necesario se puede calcular el porcentaje de error que existe entre el valor ideal y el exacto:

$$\%\ \text{Error} = \frac{100\,\%}{1 + A_{OL}B} \tag{19-5}$$

Por ejemplo, si $1 + A_{OL}B$ es 1.000 (60 dB), el error es sólo de 0,1 por 100, lo que significa que la respuesta exacta es sólo 0,1 por 100 menor que la respuesta ideal.

❑ Utilización de la ecuación ideal

La Ecuación (19-4) se puede utilizar para calcular la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal para cualquier amplificador VCVS. Lo único que hay que hacer es calcular la fracción de realimentación con la Ecuación (19-1) y calcular el recíproco. Por ejemplo, en la Figura 19-3, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{19-6}$$

Tomando el recíproco da:

$$A_v \cong \frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Excepto por el cambio de A_{CL} por A_v, ésta es la misma fórmula que la que se derivó en el Capítulo 18 con un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del operacional.

EJEMPLO 19-1

En la Figura 19-4, calcular la fracción de realimentación, la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal, el porcentaje de error y la ganancia de tensión en lazo cerrado exacta. Utilice un valor típico de A_{OL} de 100.000 para el 741C.

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-6), la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 3{,}9\ \text{k}\Omega} = 0{,}025$$

Con la Ecuación (19-4), la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal es:

$$A_v = \frac{1}{0{,}025} = 40$$

Empleando la Ecuación (19-5), el porcentaje de error es:

$$\%\ \text{Error} = \frac{100\%}{1 + A_{OL}B} = \frac{100\%}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 0{,}04\%$$

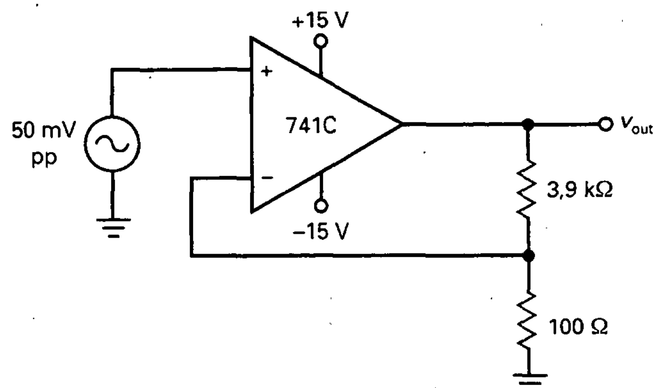


Figura 19-4. Ejemplo.

Podemos calcular la ganancia de tensión en lazo cerrado exacta de cualquiera de estas dos maneras: Se puede reducir la respuesta ideal por un 0,04 por 100, o se puede usar la fórmula exacta, Ecuación (19-3). Éstos son los cálculos para ambos casos:

$$A_v = 40 - (0{,}04\%)(40) = 40 - (0{,}0004)(40) = 39{,}984$$

Esta respuesta no redondeada nos permite ver lo cerca que está la respuesta ideal (40) de la exacta. Se puede obtener la misma respuesta exacta con la Ecuación (19-3):

$$A_v = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}B} = \frac{100.000}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 39{,}984$$

En conclusión, este ejemplo ha demostrado la precisión de la ecuación ideal para la ganancia de tensión en lazo cerrado. Excepto para los análisis más exigentes, podemos utilizar siempre la ecuación ideal. Para esos casos raros en los que se necesita saber cuánto error existe, podemos regresar a la Ecuación (19-5) para calcular el porcentaje de error.

Este ejemplo también valida el empleo del cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del operacional. En circuitos más complicados, el cortocircuito virtual nos permite analizar el efecto de la realimentación con métodos lógicos basados en la ley de Ohm en lugar de tener que derivar más ecuaciones.

19-3. OTRAS ECUACIONES DEL VCVS

La realimentación negativa tiene un efecto beneficioso sobre las imperfecciones o defectos de un amplificador. Por ejemplo, la ganancia de tensión en lazo abierto puede tener grandes variaciones entre un operacional y otro. La realimentación negativa *estabiliza* la ganancia de tensión; es decir, prácticamente elimina las variaciones internas del amplificador operacional y hace

la ganancia de tensión en lazo cerrado dependiente principalmente de las resistencias externas. Como estas resistencias pueden ser de precisión, con coeficientes de temperatura muy bajos, la ganancia de tensión en lazo cerrado se hace muy estable.

Similarmente, la realimentación negativa en un amplificador VCVS hace aumentar la impedancia de entrada, decrecer la impedancia de salida y reducir cualquier distorsión no lineal de la señal amplificada. En esta sección se descubrirá cuánto mejoran las características con la realimentación negativa.

❑ Estabilidad de la ganancia

La estabilidad de la ganancia depende de lo pequeño que sea el porcentaje de error entre la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal y la exacta. Cuanto menor es este error, mejor es la estabilidad. El *error para el peor caso* de la ganancia de tensión en lazo cerrado ocurre cuando la ganancia de tensión en lazo abierto es mínima. Expresado en una ecuación:

$$\% \text{ Error máximo} = \frac{100\,\%}{1 + A_{OL(\text{mín})}B} \tag{19-7}$$

donde $A_{OL(\text{mín})}$ es la ganancia de tensión en lazo cerrado mínima o para el peor caso, que se indica en las hojas de características. Con un 741C, $A_{OL(\text{mín})}$ = = 20.000.

Por ejemplo, si $1 + A_{OL(\text{mín})}B$ es igual a 500:

$$\% \text{ Error máximo} = \frac{100\,\%}{500} = 0{,}2\,\%$$

En producción en serie, la ganancia de tensión en lazo cerrado de cualquier amplificador VCVS con los números anteriores estará acotada en un 0,2 por 100 del valor ideal.

❑ Impedancia de entrada en lazo cerrado

La Figura 19-5*a* muestra un amplificador no inversor. La ecuación exacta para la impedancia de entrada en lazo cerrado de este amplificador VCVS es:

$$z_{\text{in}(CL)} = (1 + A_{OL}B)R_{\text{in}} \parallel R_{CM} \tag{19-8}$$

donde R_{in} = la resistencia de entrada en lazo abierto del amplificador operacional;
R_{CM} = la resistencia de entrada en modo común del amplificador operacional.

Un par de comentarios sobre estas resistencias: Primero, R_{in} es la resistencia de entrada que se indica en las hojas de características. En un amplificador diferencial bipolar discreto es igual a $2\beta r_e'$, como se vio en el Capítulo 17. En la Tabla 18-1 se señala una resistencia de entrada de 2 MΩ para un 741C.

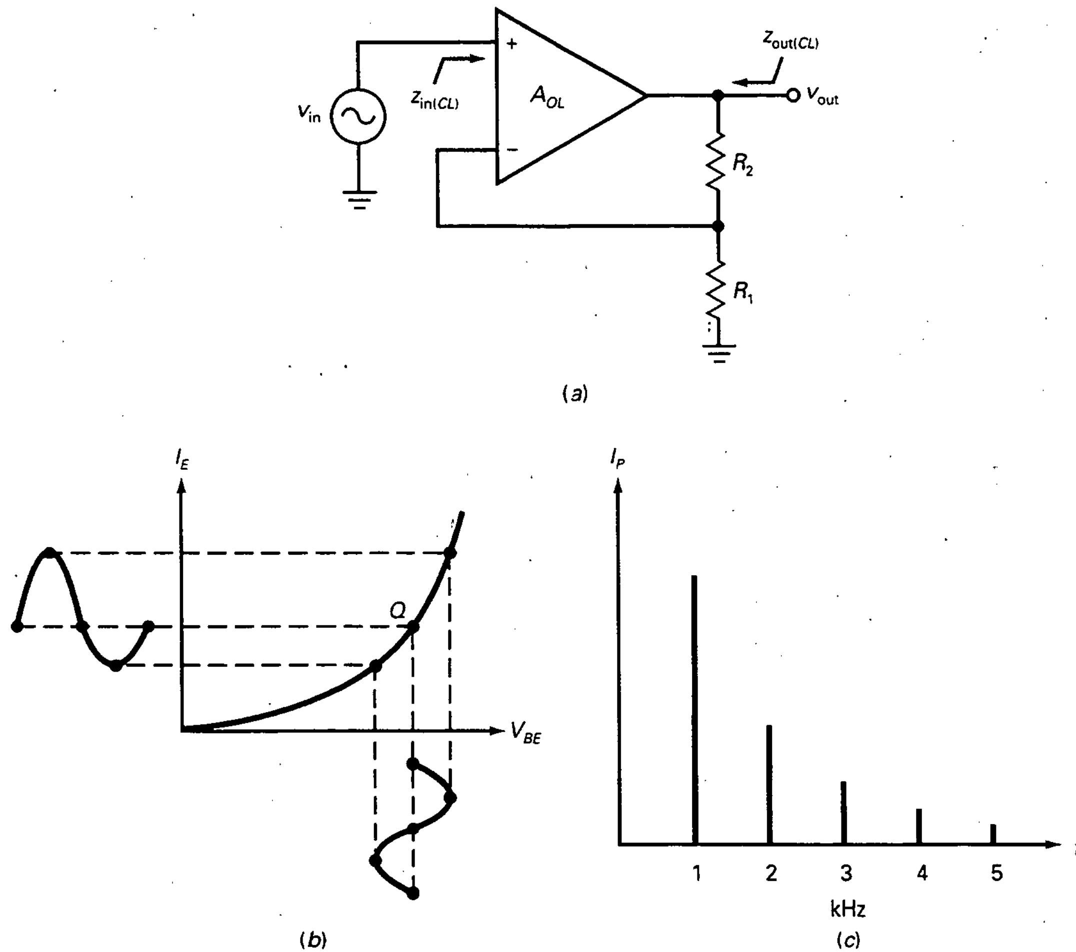


Figura 19-5. *a*) Amplificador VCVS; *b*) distorsión no lineal; *c*) fundamental y armónicos.

Segundo, R_{CM} es la resistencia de polarización equivalente en la etapa de entrada formada por el amplificador diferencial. En un amplificador diferencial bipolar discreto, R_{CM} es igual a R_E. En los amplificadores operacionales se utiliza un espejo de corriente en lugar de R_E. Debido a esto, la R_{CM} de un amplificador operacional tiene un valor extremadamente alto. Por ejemplo, un 741C tiene una R_{CM} mayor que 100 MΩ.

A menudo se ignora la R_{CM} por ser grande, y la Ecuación (19-8) se aproxima como:

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{OL}B)R_{in} \qquad (19\text{-}9)$$

Como $1 + A_{OL}B$ es mucho mayor que la unidad en un amplificador VCVS real, la impedancia de entrada en lazo cerrado es extremadamente grande. En un seguidor de tensión, B es 1 y $z_{in(CL)}$ se aproximaría a infinito si no fuera por el efecto de resistencia en paralelo de R_{CM} en la Ecuación (19-8).

En otras palabras, el límite de la impedancia de entrada en lazo cerrado es:

$$z_{in(CL)} = R_{CM}$$

La principal idea que se debe recordar es que el valor exacto de la impedancia de entrada en lazo cerrado no es importante. Lo importante es saber *que es muy grande, normalmente mucho mayor que* R_{in} *pero menor que el* límite de R_{CM}.

❑ Impedancia de salida en lazo cerrado

En la Figura 19-5*a* la impedancia de salida en lazo cerrado es la impedancia de salida total que se ve desde la salida hacia el amplificador VCVS. La ecuación exacta para esta impedancia de salida en lazo cerrado es:

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL}B} \qquad (19\text{-}10)$$

donde R_{out} es la resistencia de salida en lazo cerrado del amplificador operacional y que se indica en la hoja de características. Ya se estudió la R_{out}, y la Tabla 18-1 mostraba una resistencia de salida de 75 Ω para un 741C.

Como 1 + $A_{OL}B$ es mucho mayor que la unidad en un amplificador VCVS real, la impedancia de salida en lazo cerrado es menor que 1 Ω y puede incluso aproximarse a cero en un seguidor de tensión. Para un seguidor de tensión la impedancia de salida en lazo cerrado es tan pequeña que el límite inferior lo puede acotar la resistencia de las conexiones.

De nuevo, la principal idea que se debe recordar no es el valor exacto de la resistencia de salida en lazo cerrado, sino el hecho de que la realimentación negativa en un VCVS reduce su valor por debajo de 1 Ω. Por esta razón, la salida de un amplificador VCVS se aproxima a una fuente ideal de tensión.

❑ Distorsión no lineal

Una mejora más que vale la pena mencionar es el efecto de la realimentación negativa sobre la distorsión. En las últimas etapas de un amplificador puede ocurrir *distorsión no lineal* con señales grandes porque la respuesta entrada/salida de los dispositivos se hace no lineal. Por ejemplo, la curva no lineal del diodo base-emisor distorsiona una señal de gran amplitud estirando el semiciclo positivo y comprimiendo el negativo, como se representa en la Figura 19-5*b*.

La distorsión no lineal produce *armónicos* de la señal de entrada. Por ejemplo, si una señal de tensión sinusoidal tiene una frecuencia de 1 kHz, la corriente de salida distorsionada contendrá señales sinusoidales con frecuencias de 1, 2, 3 kHz, y así sucesivamente, como se muestra en el *diagrama espectral* de la Figura 19-5*c*. La frecuencia fundamental es 1 kHz, y todas las demás son armónicos. El valor eficaz de todos los armónicos medidos juntos expresa la cantidad de distorsión que existe. Ésta es la razón por la que a menudo se denomina a la distorsión no lineal *distorsión armónica*.

Se puede medir la distorsión armónica con un instrumento que se denomina *analizador de distorsión*. Este instrumento mide la tensión de todos los armónicos y la divide por la tensión fundamental para obtener el *porcentaje de distorsión armónica total*, definida como:

$$DAT = \frac{\text{Tensión armónica total}}{\text{Tensión fundamental}} \times 100\% \qquad (19\text{-}11)$$

Por ejemplo, si la tensión armónica total es 0,1 V rms y la tensión fundamental es 1 V, entonces $DAT = 10$ por 100.

La realimentación negativa reduce la distorsión armónica. La ecuación exacta para la distorsión armónica en lazo cerrado es:

$$DAT_{CL} = \frac{DAT_{OL}}{1 + A_{OL}B} \qquad (19\text{-}12)$$

donde DAT_{OL} = distorsión armónica en lazo abierto;
DAT_{CL} = distorsión armónica en lazo cerrado.

Una vez más, la cantidad $1 + A_{OL}B$ tiene un efecto beneficioso. Cuando es grande reduce la distorsión armónica a niveles inapreciables. En los amplificadores estéreo esto significa que escuchamos música de alta fidelidad en lugar de sonidos distorsionados.

EJEMPLO 19-2

En la Figura 19-6, el 741C tiene una R_{in} de 2 MΩ y una R_{CM} de 200 MΩ. ¿Cuál es la impedancia de entrada en lazo cerrado? Utilice un valor típico de A_{OL} de 100.000 para el 741C.

SOLUCIÓN

En el Ejemplo 19-1 calculamos $B = 0{,}025$. Por tanto:

$$1 + A_{OL}B = 1 + (100.000)(0{,}025) \cong 2.500$$

Con la Ecuación (19-9):

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{OL}B)R_{in} = (2.500)(2\ \text{M}\Omega) = 5.000\ \text{M}\Omega$$

Siempre que se obtiene una respuesta por encima de 100 MΩ, se debe usar la Ecuación (19-8). Así:

$$z_{in(CL)} = (5.000\ \text{M}\Omega) \parallel 200\ \text{M}\Omega = 192\ \text{M}\Omega$$

Esta alta impedancia de entrada significa que un VCVS se aproxima a un amplificador ideal de tensión.

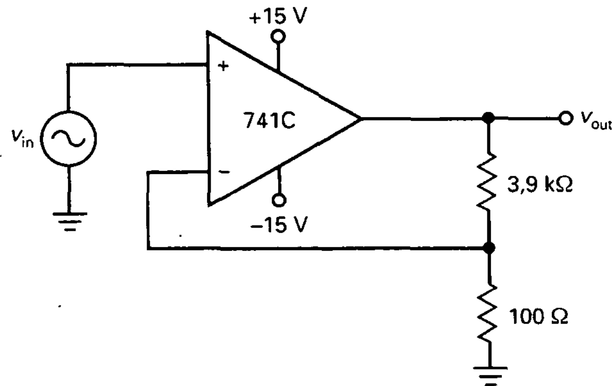


Figura 19-6. Ejemplo.

EJEMPLO 19-3

Utilice los datos y resultados del ejemplo anterior para calcular la impedancia de salida en lazo cerrado de la Figura 19-6. Emplee una A_{OL} de 100.000 y R_{out} de 75 Ω.

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-10):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{2.500} = 0{,}03\ \Omega$$

Esta baja impedancia de salida significa que un VCVS se aproxima a un amplificador ideal de tensión.

EJEMPLO 19-4

Suponga que el amplificador tiene una distorsión armónica total en lazo abierto de 7,5 por 100. ¿Cuál es la distorsión armónica total en lazo cerrado?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-12):

$$DAT_{(CL)} = \frac{7{,}5\%}{2.500} = 0{,}003\%$$

19-4. EL AMPLIFICADOR ICVS

La Figura 19-7 representa un amplificador de transimpedancia. Tiene una corriente de entrada y una impedancia de salida. El amplificador ICVS es un convertidor casi perfecto de corriente a tensión porque tiene impedancia de entrada igual a cero e impedancia de salida igual a cero.

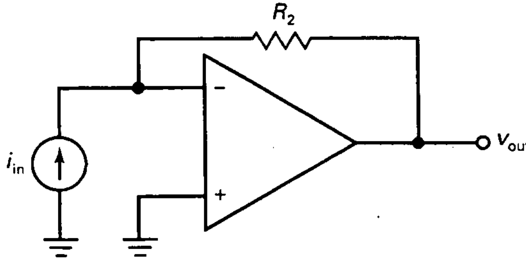


Figura 19-7. Amplificador ICVS.

❑ Tensión de salida

La ecuación exacta para la tensión de salida es:

$$v_{out} = i_{in} R_2 \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}} \qquad (19\text{-}13)$$

Debido a que A_{OL} es mucho mayor que la unidad, la ecuación se simplifica como:

$$v_{in} = i_{in} R_2 \qquad (19\text{-}14)$$

donde R_2 es la transimpedancia.

Una forma fácil de derivar y recordar la Ecuación (19-14) consiste en utilizar el concepto de masa virtual. Cuando se imagina una masa virtual en la entrada inversora se puede ver que toda la corriente de entrada debe circular a través de la resistencia de realimentación.

Como el extremo izquierdo de la resistencia está a masa, la magnitud de la tensión de salida viene dada por:

$$v_{out} = i_{in} R_2$$

El circuito es un convertidor de corriente a tensión. Se pueden seleccionar diferentes valores de R_2 para obtener diferentes factores de conversión (transimpedancias). Por ejemplo, si R_2 = 1 kΩ, entonces una entrada de 1 mA produce una salida de 1 V. Si R_2 = 10 kΩ, la misma corriente de entrada produce una salida de 10 V.

❑ Impedancia de entrada y salida en lazo cerrado

Las ecuaciones exactas para las impedancias de entrada y salida en lazo cerrado son:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{OL}} \qquad (19\text{-}15)$$

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL}} \qquad (19\text{-}16)$$

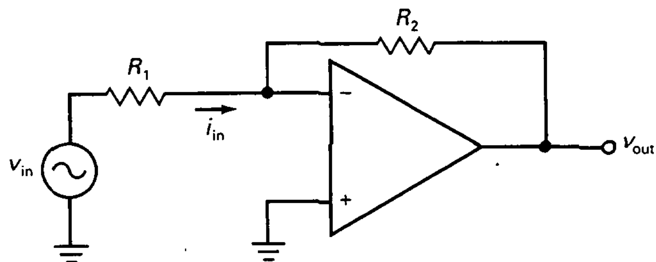


Figura 19-8. Amplificador inversor.

En ambas ecuaciones, el gran valor del denominador reduce las impedancias a valores muy pequeños.

❑ El amplificador inversor

En el Capítulo 18 se estudió el amplificador inversor de la Figura 19-8. Recuérdese que tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} \tag{19-17}$$

Este tipo de amplificador utiliza realimentación negativa ICVS. Debido a la masa virtual en la entrada inversora, la corriente de entrada es igual a:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

EJEMPLO 19-5

En la Figura 19-9, ¿cuál es la tensión de salida si la frecuencia de *entrada es de 1 kHz?*

SOLUCIÓN

Imagine la corriente de entrada de 1 mA pp circulando a través de la resistencia de 5 kΩ. Tanto con la ley de Ohm como con la Ecuación (19-14) se tiene:

$$v_{out} = (1 \text{ mA pp})(5 \text{ k}\Omega) = 5 \text{ V pp}$$

La tensión de salida es una tensión alterna con un valor pico a pico de 5 V y una frecuencia de 5 kHz.

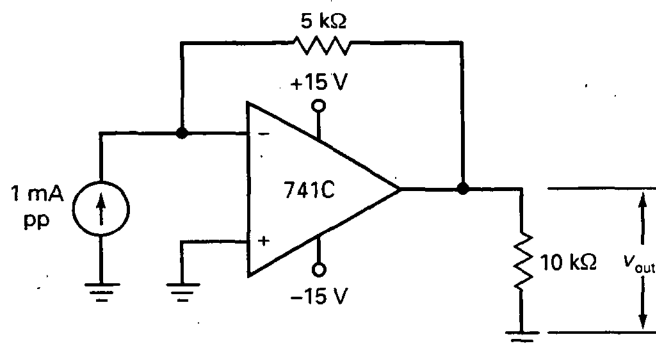


Figura 19-9. Ejemplo.

EJEMPLO 19-6

¿Cuáles son las impedancias de entrada y salida en lazo cerrado en la Figura 19-9? Utilice parámetros típicos del 741C.

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-15):

$$z_{in(CL)} = \frac{5\ \text{k}\Omega}{1 + 100.000} \cong \frac{5\ \text{k}\Omega}{100.000} = 0{,}05\ \Omega$$

Con la Ecuación (19-16):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \text{k}\Omega}{1 + 100.000} \cong \frac{75\ \Omega}{100.000} = 0{,}00075\ \Omega$$

19-5. EL AMPLIFICADOR VCIS

Con un amplificador VCIS una tensión de entrada controla una corriente de salida. A causa de la fuerte realimentación negativa en este tipo de amplificador, la tensión de entrada se convierte a un valor preciso de corriente de salida.

La Figura 19-10 representa un amplificador de transconductancia. Es similar a un amplificador VCVS, excepto que R_2 es al mismo tiempo la resistencia de carga y la resistencia de realimentación. En otras palabras, la salida activa no es la tensión a través de $R_1 + R_2$, sino que es la corriente a través de R_2. Esta corriente de salida está estabilizada; es decir, un valor específico de tensión de entrada produce un valor preciso de corriente de salida.

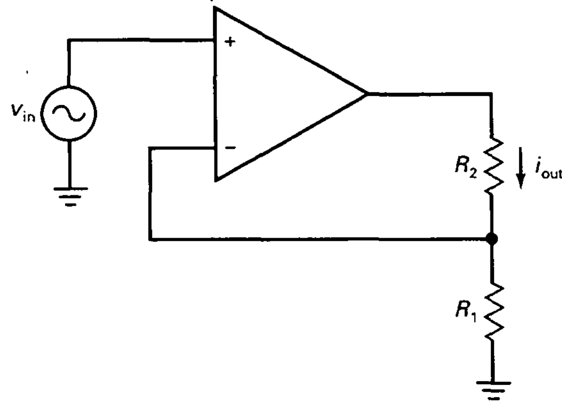


Figura 19-10. Amplificador VCIS.

En la Figura 19-10 la ecuación exacta para la corriente de salida es:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1 + (R_1 + R_2)/A_{OL}} \tag{19-18}$$

En un circuito real el segundo término del denominador es mucho menor que el primero, así la ecuación se simplifica a:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1} \tag{19-19}$$

Esto se escribe algunas veces como:

$$i_{out} = g_m v_{in}$$

donde $g_m = 1/R_1$.

Ésta es una forma fácil de derivar y recordar la Ecuación (19-19): Cuando se imagina un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada de la Figura 19-10, la entrada inversora se «autoeleva» hasta la entrada no inversora. Por tanto, toda la tensión de entrada aparece a través de R_1. La corriente a través de esta resistencia es:

$$i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

En la Figura 19-10 el único camino para esta corriente es a través de R_2. Por eso la Ecuación (19-19) da el valor de la corriente de salida.

El circuito es un convertidor de tensión a corriente. Se pueden seleccionar distintos valores de R_1 para obtener diferentes factores de conversión (transconductancias). Por ejemplo, si $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, una tensión de entrada de 1 V produce una corriente de salida de 1 mA. Si $R1 = 100\ \Omega$, la misma tensión de entrada produce una corriente de salida de 10 mA.

Como el lado de la entrada de la Figura 19-10 es el mismo que el lado de la entrada de un amplificador VCVS, la ecuación aproximada para la impedancia de entrada en lazo cerrado de un amplificador VCIS es:

$$z_{in(CL)} = (1 + A_{OL}B)R_{in} \qquad (19\text{-}20)$$

donde R_{in} es la resistencia de entrada del amplificador operacional. La corriente de salida estabilizada ve una impedancia de salida en lazo cerrado de:

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{OL})R_1 \qquad (19\text{-}21)$$

En ambas ecuaciones un valor grande de A_{OL} incrementa las impedancias hacia infinito, exactamente lo que se necesita en un amplificador VCIS. El circuito es un convertidor de tensión a corriente casi perfecto porque tiene impedancias de entrada y salida muy grandes.

El amplificador de transconductancia de la Figura 19-10 funciona con una resistencia de carga flotante. Esto no es siempre conveniente porque muchas cargas sólo tienen un terminal. En este caso se pueden encontrar los siguientes circuitos integrados lineales utilizados como amplificadores de transconductancia: LM3080, LM13600 y LM13700. Estos amplificadores de transconductancia monolíticos pueden excitar una resistencia de carga de un terminal.

EJEMPLO 19-7

¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 19-11? ¿Y la potencia en la carga? ¿Qué ocurre si la resistencia de carga cambia a 4 Ω?

SOLUCIÓN

Imagine un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. Con la entrada inversora «autoele-

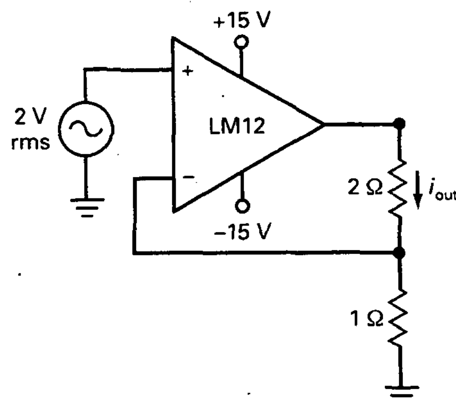


Figura 19-11. Ejemplo.

vada» hacia la entrada no inversora, toda la tensión de entrada aparece a través de la resistencia de 1 Ω. Con la ley de Ohm o la Ecuación (19-19) podemos calcular una corriente de salida de:

$$i_{out} = \frac{2 \text{ V rms}}{1\ \Omega} = 2 \text{ A rms}$$

Estos 2 A rms fluyen a través de la resistencia de carga de 2 Ω, produciendo una potencia en la carga de:

$$P_L = (2 \text{ A})^2(2\ \Omega) = 8 \text{ W}$$

Si la resistencia de carga se cambia a 4 Ω, la corriente de salida todavía es de 2 A rms, pero la potencia en la carga se incrementa a:

$$P_L = (2 \text{ A})^2(4\ \Omega) = 16 \text{ W}$$

Mientras el amplificador operacional no se sature se puede cambiar la resistencia de carga a cualquier valor y tenerr todavía una corriente de salida estabilizada de 2 A rms.

19-6. EL AMPLIFICADOR ICIS

Un circuito ICIS amplifica la corriente de entrada. Debido a la fuerte realimentación negativa, el amplificador ICIS tiende a actuar como un amplificador de corriente perfecto. Tiene una impedancia de entrada muy baja y una impedancia de salida muy alta.

La Figura 19-12 representa un amplificador de corriente inversor. La ganancia de corriente en lazo cerrado está estabilizada y viene dada por:

$$A_i = \frac{A_{OL}(R_l + R_2)}{R_L + A_{OL}R_1} \tag{19-22}$$

Normalmente, el segundo término del denominador es mucho mayor que el primero y la ecuación se simplifica a:

$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{19-23}$$

La ecuación para la impedancia de entrada en lazo cerrado de un amplificador ICIS es:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{OL}B} \tag{19-24}$$

donde la fracción de realimentación viene dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{19-25}$$

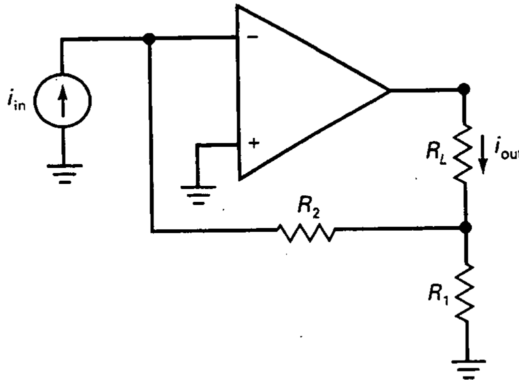


Figura 19-12. Amplificador ICIS.

La corriente de salida estabilizada ve una impedancia de salida en lazo cerrado de:

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{OL})R_1 \qquad (19\text{-}26)$$

Un valor grande de A_{OL} produce una impedancia de entrada muy pequeña y una impedancia de salida muy grande. Debido a esto, el circuito ICIS es un amplificador de corriente casi perfecto.

EJEMPLO 19-8

¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 19-13? ¿Y la potencia en la carga? Si la resistencia de carga se cambia a 2 Ω, ¿cuál es la corriente por la carga y la potencia en la carga?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-23), la ganancia de corriente es:

$$A_i = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \Omega} + 1 \cong 1.000$$

La corriente por la carga es:

$$i_{out} = (1.000)(1{,}5\ \text{mA rms}) = 1{,}5\ \text{A rms}$$

La potencia en la carga vale:

$$P_L = (1{,}5\ \text{A})^2(1\ \Omega) = 2{,}25\ \text{W}$$

Si la resistencia de carga se incrementa a 2 Ω, la corriente por la carga todavía es de 1,5 A rms, pero la potencia en la carga se incrementa a:

$$P_L = (1{,}5\ \text{A})^2(2\ \Omega) = 4{,}5\ \text{W}$$

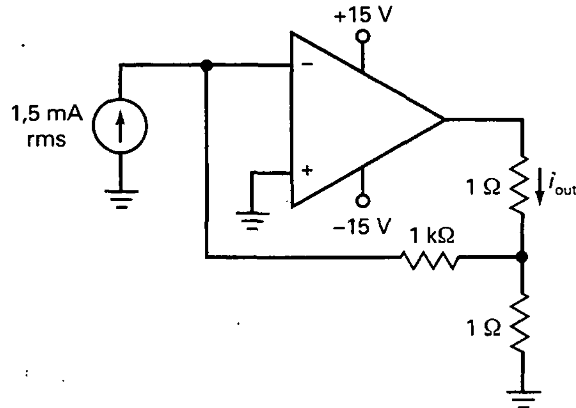


Figura 19-13. Ejemplo.

19-7. ANCHO DE BANDA

La realimentación negativa incrementa el ancho de banda de un amplificador porque la pendiente de caída de la ganancia de tensión en lazo cerrado significa que se realimenta menos tensión, lo que produce más tensión de entrada como compensación. Debido a esto, la frecuencia de corte en lazo cerrado es más alta que la frecuencia de corte en lazo abierto.

❑ Ecuaciones para el ancho de banda

Se estudió el ancho de banda del VCVS en el Capítulo 18. Recuérdese que el ancho de banda en lazo cerrado viene dado por:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{CL}} \tag{19-27}$$

También se pueden derivar dos ecuaciones más para el ancho de banda en lazo cerrado de un VCVS:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{OL}B)f_{2(OL)} \tag{19-28}$$

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{OL}}{A_{CL}} f_{2(OL)} \tag{19-29}$$

donde A_{CL} es lo mismo que A_v.

Se pueden usar cualquiera de estas dos ecuaciones para calcular el ancho de banda en lazo cerrado de un amplificador VCVS. La ecuación que se debe usar depende de los datos que se conocen. Por ejemplo, si se conocen los valores de f_{unidad} y A_{CL}, entonces la Ecuación (19-27) es la adecuada. Si se

tienen los valores de A_{OL}, B y $f_{2(OL)}$, se debe usar la Ecuación (19-28). Algunas veces se conocen los valores de A_{OL}, A_{CL} y $f_{2(OL)}$. Para este caso la Ecuación (19-29) es la más útil.

❑ El producto ganancia-ancho de banda es constante

La Ecuación (19-27) se puede reescribir como:

$$A_{CL} f_{2(CL)} = f_{\text{unidad}}$$

El lado izquierdo de esta ecuación es el producto de la ganancia y el ancho de banda y se denomina *producto ganancia-ancho de banda (GBP)*. El lado derecho de la ecuación es constante para un amplificador operacional dado. La ecuación dice que GBP es una constante. Debido a esto, un diseñador tiene que decidir entre más ganancia de tensión o más ancho de banda para un operacional específico. Cuanta menos ganancia se use, más ancho de banda resulta. Recíprocamente, si el diseñador quiere más ganancia, tiene que conformarse con un menor ancho de banda.

La única forma de mejorar ambos consiste en utilizar un operacional con un mayor valor de GBP, equivalente a una f_{unidad} superior. Si un operacional no tiene suficiente GBP para una aplicación, un diseñador puede seleccionar un operacional mejor, uno con un valor de GBP mayor. Por ejemplo, un 741C tiene una GBP de 1 MHz. Si esto es demasiado bajo para una aplicación dada, se puede usar un LM318, que tiene un GBP de 15 MHz. De esta forma se obtendría 15 veces más ancho de banda para la misma ganancia de tensión en lazo cerrado.

❑ Ancho de banda y distorsión por velocidad de respuesta

Aunque la realimentación negativa reduce la distorsión no lineal de las últimas etapas de un amplificador, no tiene ningún efecto sobre la distorsión por velocidad de respuesta. Por tanto, después de calcular el ancho de banda en lazo cerrado, se puede calcular el ancho de banda a plena potencia con la Ecuación (18-2). Para una salida no distorsionada sobre todo el ancho de banda en lazo cerrado, la frecuencia de corte en lazo cerrado debe ser menor que el ancho de banda a plena potencia:

$$f_{2(CL)} < f_{\text{máx}} \qquad (19\text{-}30)$$

lo que significa que el valor de pico de la salida debería ser menor que:

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} \qquad (19\text{-}31)$$

Ésta es la razón por la que la realimentación negativa no tiene efecto sobre la distorsión por velocidad de respuesta. En el Capítulo 18 se estudió cómo el condensador de compensación de un amplificador operacional pro-

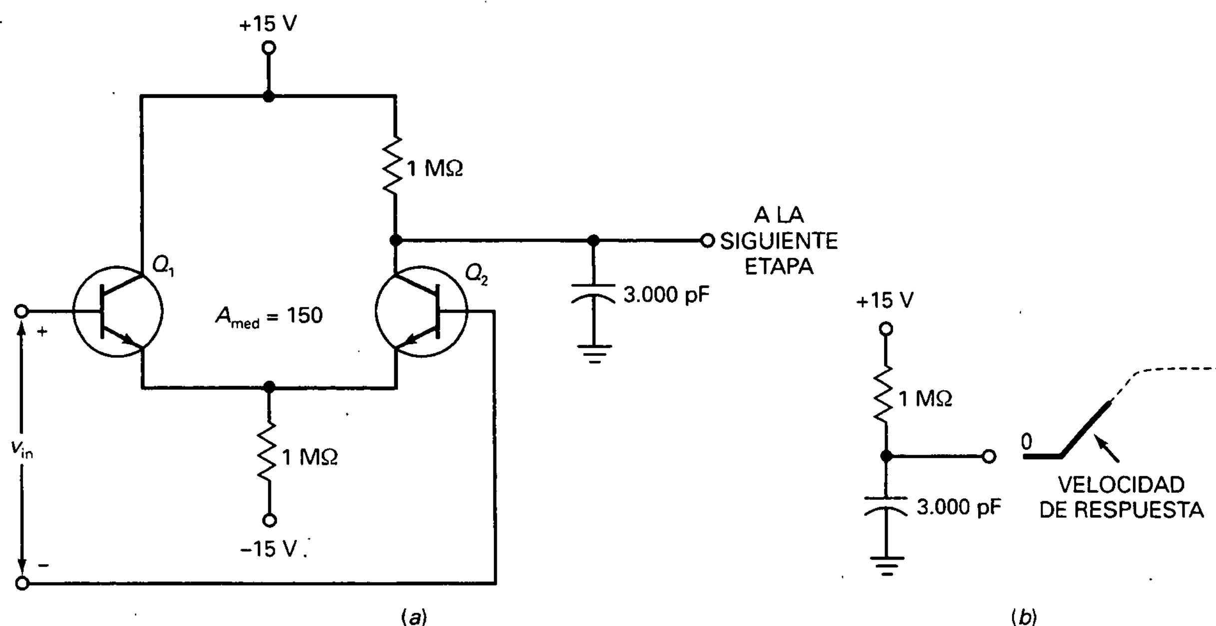


Figura 19-14. *a*) Amplificador diferencial de entrada de un 741C; *b*) la carga del condensador afecta a la velocidad de respuesta.

duce una gran capacidad de Miller a la entrada. Para un 741C, esta gran capacidad carga el amplificador diferencial de entrada, como se muestra en la Figura 19-14*a*. Cuando ocurre distorsión por velocidad de respuesta, v_{in} es suficientemente grande como para saturar un transistor y poner el otro en corte. Como el operacional ya no está funcionando en la zona lineal, el efecto beneficioso de la realimentación negativa se suspende temporalmente.

La Figura 19-14*b* muestra lo que sucede cuando Q_1 se satura y Q_2 se corta. Como el condensador de 3.000 pF se debe cargar a través de una resistencia de 1 MΩ, se obtiene la velocidad de respuesta de la figura. Después de que el condensador se carga, Q_1 sale de la saturación, Q_2 sale del corte y los efectos beneficiosos de la realimentación negativa reaparecen.

❑ Tabla de realimentación negativa

La Tabla 19-2 resume los cuatro prototipos ideales de realimentación negativa. Estos prototipos son circuitos básicos que se pueden modificar para obtener circuitos más avanzados. Por ejemplo, empleando una fuente de tensión y una resistencia de entrada de R_1, el prototipo ICVS se convierte en el amplificador inversor estudiado en el Capítulo 18, ampliamente utilizado. Como otro ejemplo, se pueden añadir condensadores de acoplo al prototipo VCVS para obtener un amplificador de alterna. En los siguientes capítulos se modificarán estos prototipos básicos para obtener una gran variedad de circuitos útiles.

Tabla 19-2. Cuatro tipos de realimentación negativa

Tipo	Estabilizada	Ecuación	$z_{in(CL)}$	$z_{out(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$
VCVS	A_v	$\frac{R_2}{R_1}+1$	$(1+A_{OL}B)R_{in}$	$\frac{R_{out}}{(1+A_{OL}B)}$	$(1+A_{OL}B)f_{2(OL)}$	$\frac{A_{OL}}{A_{CL}}f_{2(OL)}$	$\frac{f_{unidad}}{A_{CL}}$
ICVS	$\frac{v_{out}}{i_{in}}$	$v_{out}=i_{in}R_2$	$\frac{R_2}{1+A_{OL}}$	$\frac{R_{out}}{1+A_{OL}}$	$(1+A_{OL})f_{2(OL)}$	—	—
VCIS	$\frac{i_{out}}{v_{in}}$	$i_{out}=\frac{v_{in}}{R_1}$	$(1+A_{OL}B)R_{in}$	$(1+A_{OL})R_1$	$(1+A_{OL})f_{2(OL)}$	—	—
ICIS	A_i	$\frac{R_2}{R_1}+1$	$\frac{R_2}{(1+A_{OL}B)}$	$(1+A_{OL})R_1$	$(1+A_{OL})f_{2(OL)}$	—	—

VCVS ICVS VCIS ICIS

EJEMPLO 19-9

Si el amplificador VCVS de la Tabla 19-2 utiliza un LF411A con $(1 + A_{OL}B) = 1.000$ y $f_{2(OL)} = 160$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-28):

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{OL}B)f_{2(OL)} = (1.000)(160 \text{ Hz}) = 160 \text{ kHz}$$

EJEMPLO 19-10

Si el amplificador VCVS de la Tabla 19-2 utiliza un LM308 con $A_{OL} = 250.000$ y $f_{2(OL)} = 1{,}2$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado para una $A_{CL} = 50$?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-29):

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{OL}}{A_{CL}} f_{2(OL)} = \frac{250.000}{50}(1{,}2 \text{ Hz}) = 6 \text{ kHz}$$

EJEMPLO 19-11

Si el amplificador ICVS de la Tabla 19-2 utiliza un LM12 con A_{OL} = = 50.000 y $f_{2(OL)}$ = 14 Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN

Con la ecuación dada en la Tabla 19-2:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{OL})f_{2(OL)} = (1 + 50.000)(14 \text{ Hz}) = 700 \text{ kHz}$$

EJEMPLO 19-12

Si el amplificador ICIS de la Tabla 19-2 utiliza un OP-07A con $f_{2(OL)}$ = = 20 Hz y si $(1 + A_{OL}B)$ = 2.500, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN

Con la ecuación dada en la Tabla 19-2:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{OL}B)f_{2(OL)} = (2.500)(20 \text{ Hz}) = 50 \text{ kHz}$$

EJEMPLO 19-13

Un amplificador VCVS utiliza un LM741C con f_{unidad} = 1 MHz y S_R = = 0,5 V/µs. Si A_{CL} = 10, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Y la tensión de pico de salida no distorsionada más grande para $f_{2(CL)}$?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (19-27):

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{CL}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 100 \text{ kHz}$$

Con la Ecuación (19-31):

$$V_{p(máx)} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} = \frac{0,5 \text{ V/µs}}{2\pi(100 \text{ kHz})} = 0,795 \text{ V}$$

RESUMEN

Sección 19-1. Cuatro tipos de realimentación negativa

Existen cuatro tipos ideales de realimentación negativa: VCVS, ICVS, VCIS e ICIS. Dos tipos (VCVS y VCIS) están controlados por una tensión de entrada, y los otros dos tipos (ICVS e ICIS) por una corriente de entrada. Los lados de salida de los VCVS y VCIS actúan como fuentes de tensión, y los lados de salida de los VCIS e ICIS como fuentes de corriente.

Sección 19-2. Ganancia de tensión de un VCVS

La ganancia de lazo es la ganancia de tensión de los caminos directo y de realimentación. En cualquier diseño real, la ganancia de lazo es muy grande. Como resultado, la ganancia de tensión en lazo cerrado es muy estable porque ya no depende de las características del amplificador. En lugar de ello, depende casi exclusivamente de las características de las resistencias externas

Sección 19-3. Otras ecuaciones del VCVS

La realimentación negativa de un VCVS tiene un efecto beneficioso en las imperfecciones de un amplificador porque estabiliza la ganancia de tensión, incrementa la impedancia de entrada, disminuye la impedancia de salida y reduce la distorsión armónica.

Sección 19-4. El amplificador ICVS

Éste es un amplificador de transimpedancia, equivalente a un convertidor de corriente a tensión. Debido a la masa virtual, tiene, idealmente, impedancia de entrada cero. La corriente de entrada produce un valor preciso de la tensión de salida.

Sección 19-5. El amplificador VCIS

Éste es un amplificador de transconductancia, equivalente a un convertidor de tensión a corriente. Idealmente tiene una impedancia de entrada infinita. La tensión de entrada produce un valor preciso de la corriente de salida. La impedancia de salida se aproxima a infinito.

Sección 19-6. El amplificador ICIS

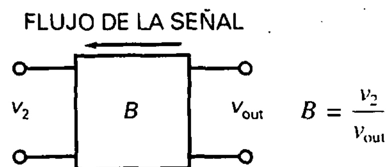
Debido a la fuerte realimentación negativa, el amplificador se aproxima a un amplificador de corriente perfecto, uno con impedancia de entrada cero e impedancia de salida infinita.

Sección 19-7. Ancho de banda

La realimentación negativa incrementa el ancho de banda de un amplificador porque la pendiente de caída de la ganancia de tensión en lazo abierto significa que es realmente menos tensión, lo cual produce más tensión de entrada como compensación. Debido a esto, la frecuencia de corte en lazo cerrado es mayor que la frecuencia de corte en lazo abierto.

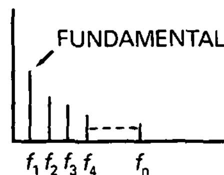
DEFINICIONES

(19-1) Fracción de realimentación:



$$B = \frac{v_2}{v_{out}}$$

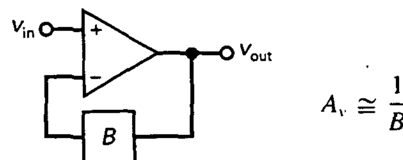
(19-11) Distorsión armónica total:



$$DAT = \frac{\text{Tensión armónica total}}{\text{Tensión fundamental}} \times 100\,\%$$

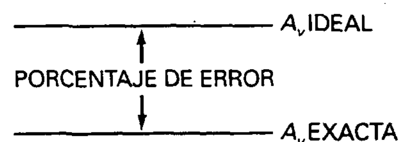
DERIVACIONES

(19-4) Ganancia de tensión de un VCVS:



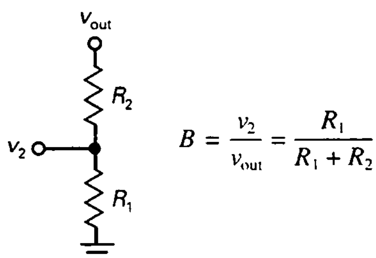
$$A_v \cong \frac{1}{B}$$

(19-5) Porcentaje de error de un VCVS:



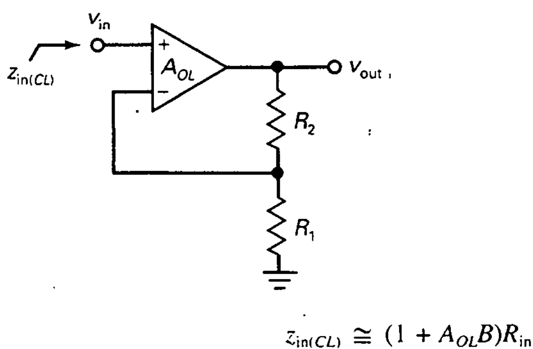
$$\%\ \text{Error} = \frac{100\,\%}{1 + A_{OL}B}$$

(19-6) Fracción de realimentación en un VCVS:



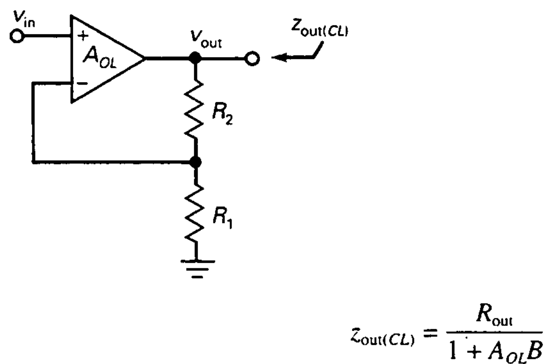
$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(19-9) Impedancia de entrada en un VCVS:



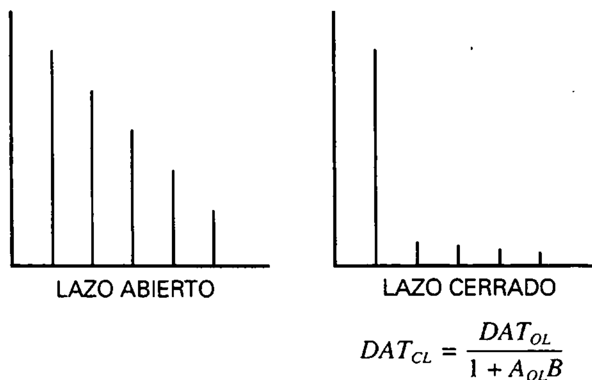
$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{OL}B)R_{in}$$

(19-10) Impedancia de salida en un VCVS:



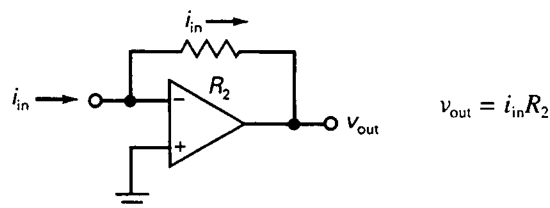
$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL}B}$$

(19-12) Distorsión en lazo cerrado:



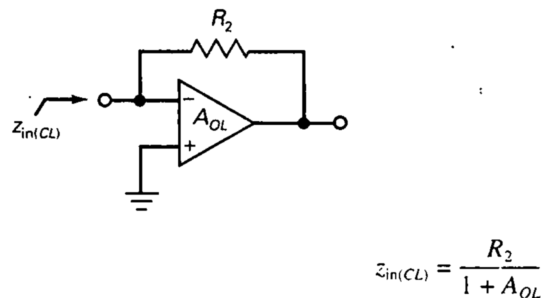
$$DAT_{CL} = \frac{DAT_{OL}}{1 + A_{OL}B}$$

(19-14) Tensión de salida en un ICVS:



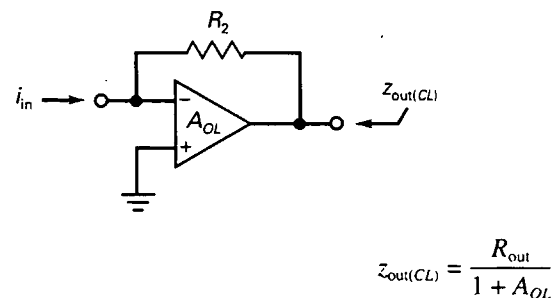
$$v_{out} = i_{in}R_2$$

(19-15) Impedancia de entrada en un ICVS:



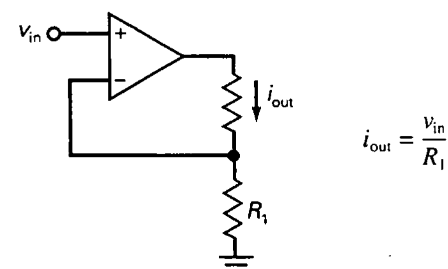
$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{OL}}$$

(19-16) Impedancia de salida en un ICVS:



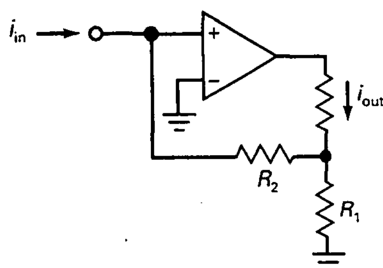
$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{OL}}$$

(19-19) Corriente de salida en un VCIS:



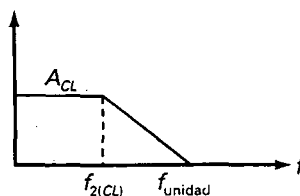
$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

(19-23) Ganancia de corriente en un ICIS:



$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1$$

(19-27) Ancho de banda en lazo cerrado:



$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{CL}}$$

CUESTIONES

1. En la realimentación negativa, la señal realimentada
   a) Se suma a la señal de entrada
   b) Se opone a la señal de entrada
   c) Es proporcional a la corriente de salida
   d) Es proporcional a la ganancia de tensión diferencial
2. ¿Cuántos tipos de realimentación negativa hay?
   a) Uno
   b) Dos
   c) Tres
   d) Cuatro
3. Un amplificador VCVS se aproxima idealmente a un
   a) Amplificador de tensión
   b) Convertidor de corriente a tensión
   c) Convertidor de tensión a corriente
   d) Amplificador de corriente
4. La tensión entre los terminales de entrada de un amplificador operacional ideal es
   a) Cero
   b) Muy pequeña
   c) Muy grande
   d) Igual a la tensión de entrada
5. Cuando un amplificador operacional no está saturado, las tensiones de las entradas inversora y no inversora son
   a) Casi iguales
   b) Completamente diferentes
   c) Iguales a la tensión de salida
   d) Iguales a ±15 V
6. La fracción de realimentación B
   a) Es siempre menor que 1
   b) Generalmente es mayor que 1
   c) Puede ser igual a 1
   d) No puede ser igual a 1
7. Un amplificador ICVS no tiene tensión de salida. Un problema posible es
   a) No hay tensión de alimentación negativa
   b) La resistencia de realimentación está en cortocircuito
   c) No hay tensión de realimentación
   d) La resistencia de carga está en circuito abierto
8. En un amplificador VCVS, cualquier disminución en la ganancia de tensión en lazo abierto produce un incremento en
   a) La tensión de salida
   b) La tensión de error
   c) La tensión de realimentación
   d) La tensión de entrada
9. La ganancia de tensión en lazo abierto es igual a
   a) La ganancia con realimentación negativa
   b) La ganancia diferencial de tensión del amplificador operacional
   c) La ganancia cuando B es igual a 1
   d) La ganancia en f_{unidad}
10. La ganancia de lazo $A_{OL}B$
    a) Es generalmente mucho menor que 1
    b) Es generalmente mucho mayor que 1
    c) No puede ser igual a 1
    d) Está entre 0 y 1
11. La impedancia de entrada en lazo cerrado en un amplificador ICVS es igual a
    a) Generalmente mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto
    b) Igual que la impedancia de entrada en lazo abierto
    c) Algunas veces menor que la impedancia de entrada en lazo abierto
    d) Idealmente cero

12. Con un amplificador ICVS, el circuito se aproxima a un
    a) Amplificador de tensión ideal
    b) Convertidor de corriente a tensión ideal
    c) Convertidor de tensión a corriente ideal
    d) Amplificador de corriente ideal
13. La realimentación negativa reduce
    a) La fracción de realimentación (B)
    b) La distorsión
    c) La tensión de offset de entrada
    d) La ganancia en lazo abierto
14. Un seguidor de tensión tiene una ganancia de tensión
    a) Menor que 1
    b) 1
    c) Mayor que 1
    d) A
15. La tensión entre los terminales de entrada de un amplificador operacional real es
    a) Cero
    b) Muy pequeña
    c) Muy grande
    d) Igual a la tensión de entrada
16. La transimpedancia de un amplificador es la razón de
    a) La corriente de salida a la tensión de entrada
    b) La tensión de entrada a la corriente de salida
    c) La tensión de salida a la tensión de entrada
    d) La tensión de salida a la corriente de entrada
17. La corriente no puede fluir a masa en
    a) Una masa física
    b) Una masa de señal
    c) Una masa virtual
    d) Una masa normal
18. En un convertidor de corriente a tensión, la corriente de entrada circula
    a) A través de la impedancia de entrada del amplificador operacional
    b) A través de la resistencia de realimentación
    c) A masa
    d) A través de la resistencia de carga
19. La impedancia de entrada de un convertidor de corriente a tensión es
    a) Pequeña
    b) Grande
    c) Idealmente cero
    d) Infinita en forma ideal
20. El ancho de banda en lazo abierto es igual a
    a) f_{unidad}
    b) $f_{2(OL)}$
    c) f_{unidad}/A_{CL}
    d) $f_{\text{máx}}$
21. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a
    a) f_{unidad}
    b) $f_{2(OL)}$
    c) f_{unidad}/A_{CL}
    d) $f_{\text{máx}}$
22. En un amplificador operacional dado, ¿cuáles de los siguientes términos son constantes?
    a) $f_{2(OL)}$
    b) La tensión de realimentación
    c) A_{CL}
    d) $A_{CL}f_{(CL)}$
23. La realimentación negativa no mejora
    a) La estabilidad de la ganancia de tensión
    b) La distorsión no lineal en las últimas etapas
    c) La tensión de offset de salida
    d) El ancho de banda a plena potencia
24. Un amplificador ICVS está saturado. Un problema posible es
    a) No hay fuentes de alimentación
    b) La resistencia de realimentación está en circuito abierto
    c) No hay tensión de entrada
    d) La resistencia de carga está en circuito abierto
25. Un amplificador VCVS no tiene tensión de salida. Un problema posible es
    a) La resistencia de carga está en cortocircuito
    b) La resistencia de realimentación está en circuito abierto
    c) Demasiada tensión de entrada
    d) La resistencia de carga está en circuito abierto
26. Un amplificador ICIS está saturado. Un problema posible es
    a) La resistencia de carga está en cortocircuito
    b) R_2 está en circuito abierto
    c) No hay tensión de entrada
    d) La resistencia de carga está en circuito abierto
27. Un amplificador ICVS no tiene tensión de salida. Un problema posible es
    a) No hay tensión de alimentación positiva
    b) La resistencia de realimentación está en circuito abierto
    c) No hay tensión de realimentación
    d) La resistencia de carga está en cortocircuito
28. La impedancia de entrada en lazo cerrado en un amplificador VCVS es
    a) Generalmente mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto
    b) Igual a la impedancia de entrada en lazo abierto
    c) Algunas veces menor que la impedancia de entrada en lazo abierto
    d) Idealmente cero

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje el circuito equivalente para la realimentación negativa VCVS. Escriba las ecuaciones para la ganancia de tensión, impedancias de entrada y salida y ancho de banda en lazo cerrado.

2. Dibuje el circuito equivalente para la realimentación negativa ICVS. ¿Cómo se relaciona con el amplificador inversor?
3. ¿Cuál es la diferencia entre el ancho de banda en lazo cerrado y el ancho de banda a plena potencia?
4. ¿Cuáles son los cuatro tipos de realimentación negativa? Describa brevemente lo que hacen los circuitos.
5. ¿Qué efecto tiene la realimentación negativa en el ancho de banda de un amplificador?
6. La frecuencia de corte en lazo cerrado, ¿es mayor o menor que la frecuencia de corte en lazo abierto?
7. ¿Por qué un circuito utiliza realimentación negativa?
8. ¿Qué efecto tiene la realimentación positiva en un amplificador?
9. ¿Qué es la atenuación de la realimentación (también denominada *factor de atenuación de la realimentación*)?
10. ¿Qué es la realimentación negativa y para qué se utiliza?
11. ¿Por qué podría desear poner realimentación negativa en una etapa de un amplificador si con ello se reduce la ganancia de tensión?
12. ¿Qué tipo de amplificadores son los BJT y los FET?

PROBLEMAS BÁSICOS

En los siguientes problemas consulte la Tabla 18-2 si necesita parámetros de los amplificadores operacionales.

Sección 19-2. Ganancia de tensión de un VCVS

19-1. En la Figura 19-15, calcule la fracción de realimentación, la ganancia de tensión ideal en lazo cerrado, el porcentaje de error y la ganancia de tensión exacta.

19-2. Si la resistencia de 68 kΩ de la Figura 19-15 se cambia a 39 kΩ, ¿cuál es la fracción de realimentación? ¿Y la ganancia de tensión en lazo cerrado?

19-3. En la Figura 19-15, la resistencia de 2,7 kΩ se cambia a 5,6 kΩ, ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Y la ganancia de tensión en lazo cerrado?

19-4. Si el LF351 de la Figura 19-15 se reemplaza por un LM308, ¿cuál es la fracción de realimentación, la ganancia de tensión ideal en lazo cerrado, el porcentaje de error y la ganancia de tensión exacta?

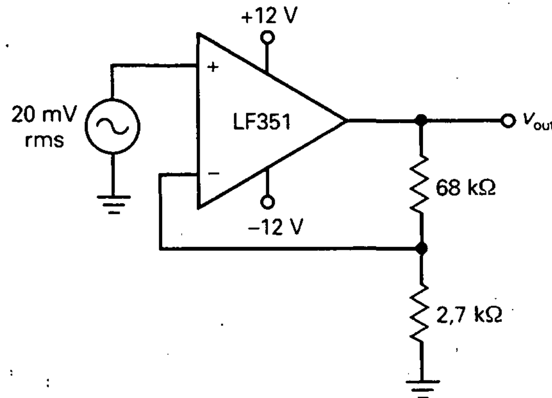


Figura 19-15

Sección 19-3. Otras ecuaciones del VCVS

19-5. En la Figura 19-16, el amplificador operacional tiene una R_{in} de 3 MΩ y una R_{CM} de 500 MΩ. ¿Cuál es la impedancia de entrada en lazo cerrado? Utilice una A_{OL} de 200.000 para el amplificador operacional.

19-6. ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado en la Figura 19-16? Utilice una A_{OL} de 200.000 y una R_{out} de 100 Ω.

19-7. Suponga que el amplificador de la Figura 19-16 tiene una distorsión armónica total en lazo abierto del 10 por 100. ¿Cuál es la distorsión armónica total en lazo cerrado?

Sección 19-4. El amplificador ICVS

19-8. En la Figura 19-17, la frecuencia es de 1 kHz. ¿Cuál es la tensión de salida?

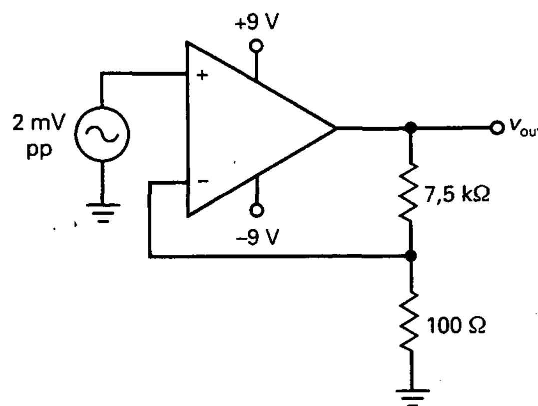


Figura 19-16

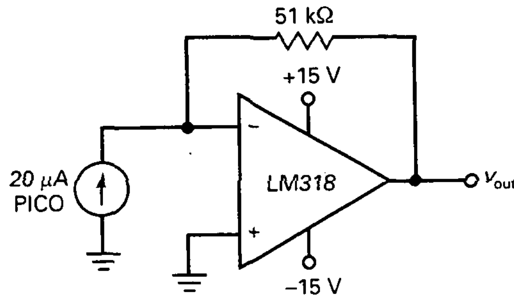


Figura 19-17

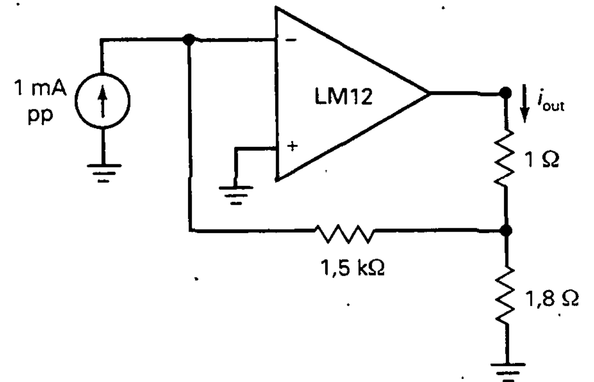


Figura 19-19

19-9. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 19-17 si la resistencia de alimentación se cambia de 51 a 39 kΩ?

19-10. En la Figura 19-17 la corriente de entrada se cambia a 7,5 μA rms. ¿Cuál es la tensión de salida pico a pico?

Sección 19-5. El amplificador VCIS

19-11. ¿Cuál es la corriente de salida en la Figura 19-18? ¿Y la potencia en la carga?

19-12. Si la resistencia de carga se cambia de 1 a 2 Ω en la Figura 19-18, ¿cuál es la corriente de salida? ¿Y la potencia en la carga?

19-13. Si la resistencia de 2,7 Ω se cambia a 4,7 Ω en la Figura 19-18, ¿cuáles son la corriente de salida y la potencia en la carga?

Sección 19-6. El amplificador ICIS

19-14. *¿Cuál es la ganancia de corriente en la Figura* 19-19? ¿Y la potencia en la carga?

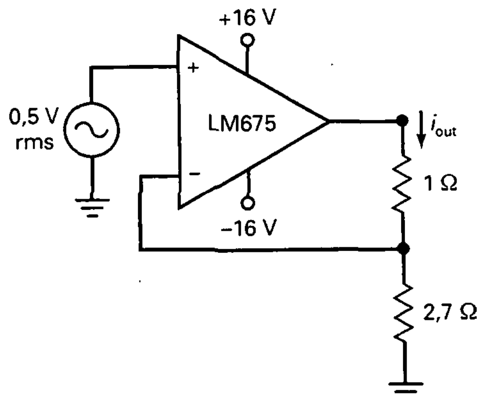


Figura 19-18

19-15. Si la resistencia de carga se cambia de 1 a 2 Ω en la Figura 19-19, ¿cuál es la corriente de salida? ¿Y la potencia en la carga?

19-16. Si la resistencia de 1,8 Ω se cambia a 5,6 Ω en la Figura 19-19, ¿cuáles son la corriente de salida y la potencia en la carga?

Sección 19-7. Ancho de banda

19-17. Un amplificador VCVS utiliza un LM324 con $(1 + A_{OL}B) = 2.000$ y $f_{2(OL)} = 2$ Hz. ¿Cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

19-18. Si un amplificador VCVS utiliza un LM833 con $A_{OL} = 316.000$ y $f_{2(OL)} = 4{,}5$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado para $A_{CL} = 75$?

19-19. Un amplificador ICVS utiliza un OP-42E con $A_{OL} = 500.000$ y $f_{2(OL)} = 20$ Hz. ¿Cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

19-20. Un amplificador ICIS utiliza un TL072 con $f_{2(OL)} = 120$ Hz. Si $(1 + A_{OL}B) = 5.000$, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

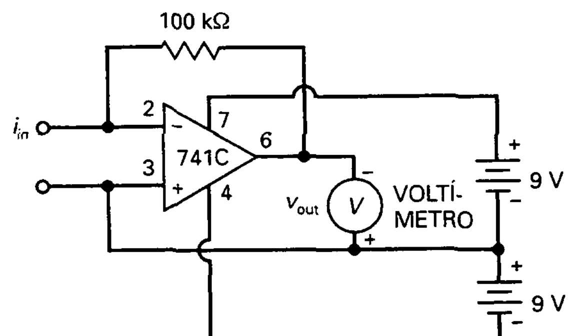


Figura 19-20

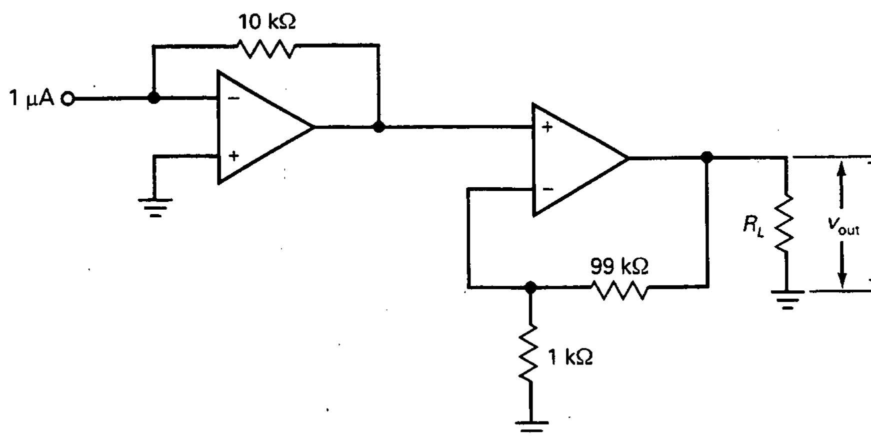


Figura 19-21

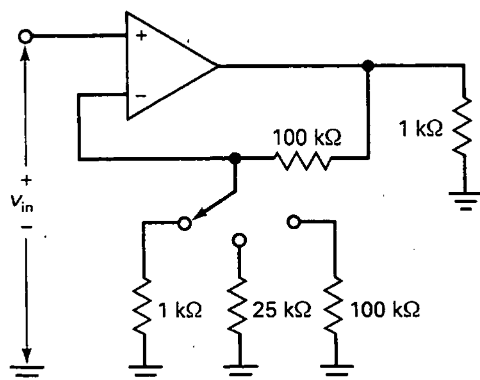


Figura 19-22

19-21. Un amplificador VCVS utiliza un LM741C con f_{unidad} = 1 MHz y S_R = 0,5 V/μs. Si A_{CL}= 5, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Y la tensión de pico de salida mayor no distorsionada para $f_{2(CL)}$?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

19-22. La Figura 19-20 es un convertidor de corriente a tensión que se puede utilizar para medir corriente. ¿Qué lee el voltímetro cuando la corriente de entrada es de 2 μA?

19-23. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 19-21?

19-24. En la Figura 19-22, ¿cuál es la ganancia de tensión del amplificador para cada posición del conmutador?

19-25. En la Figura 19-22, ¿cuál es la tensión de salida para cada posición del conmutador si la tensión de entrada es de 1 mV?

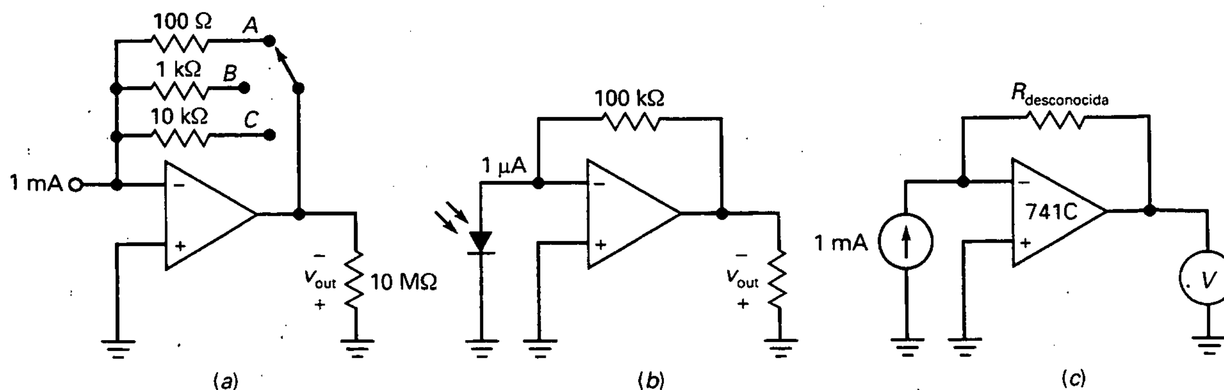


Figura 19-23

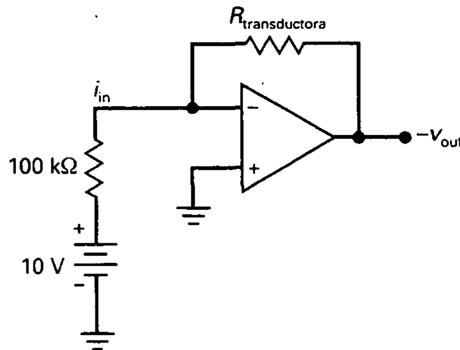


Figura 19-24

19-26. En la Figura 19-22 se usa un 741C con A_{OL} = = 100.000, R_{in} = 2 MΩ y R_{out} = 75 Ω. ¿Cuáles son las impedancias de entrada y salida en lazo cerrado para cada una de las posiciones del conmutador?

19-27. En la Figura 19-22 se usa un 741C con A_{OL} = = 100.000, $I_{in(polarización)}$ = 80 nA, $I_{in(offset)}$ = 20 nA y $V_{in(offset)}$ = 1 mV. ¿Cuál es la tensión de offset de salida para cada posición del conmutador?

19-28. ¿A qué es igual la tensión de salida en la Figura 19-23*a* para cada posición del conmutador?

19-29. El fotodiodo de la Figura 19-23*b* produce una corriente de 1 μA. ¿Cuál es la tensión de salida?

19-30. Si la resistencia desconocida de la Figura 19-23*c* tiene un valor de 3,3 kΩ, ¿cuál es la tensión de salida?

19-31. Si la tensión de salida es 2 V en la Figura 19-23*c*, ¿cuál es el valor de la resistencia desconocida?

19-32. La resistencia de realimentación de la Figura 19-24 tiene un valor que se controla mediante ondas de sonido. Si la resistencia de realimentación varía de forma sinusoidal entre 9 y 11 kΩ, ¿cuál es la tensión de salida?

19-33. La temperatura controla la resistencia de realimentación de la Figura 19-24. Si ésta varía de 1 a 10 kΩ, ¿cuál es el rango de la tensión de salida?

19-34. La Figura 19-25 muestra un voltímetro de precisión para continua que usa un amplificador operacional BIFET. Suponga que la tensión de salida ha sido anulada con el ajuste del cero. ¿Cuál es la tensión de entrada que produce la deflexión de fondo de escala para cada posición del conmutador?

DETECTOR DE AVERÍAS

Utilice la Figura 19-26 para el resto de los problemas. Cualquier resistencia de la R_2 a la R_4 puede estar abierta o en corto. Los cables de conexión *AB*, *CD* o *FG* pueden estar abiertos.

19-35. Encuentre las averías 1 a 3.

19-36. Encuentre las averías 4 a 6.

19-37. Encuentre las averías 7 a 9.

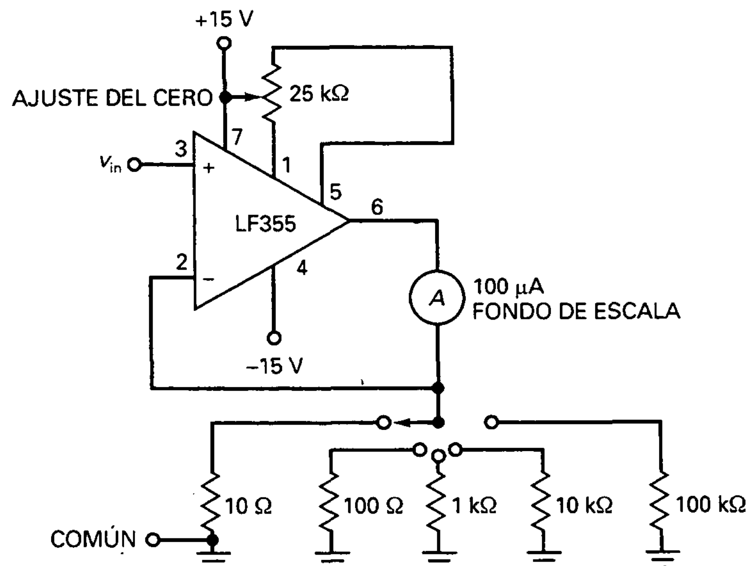
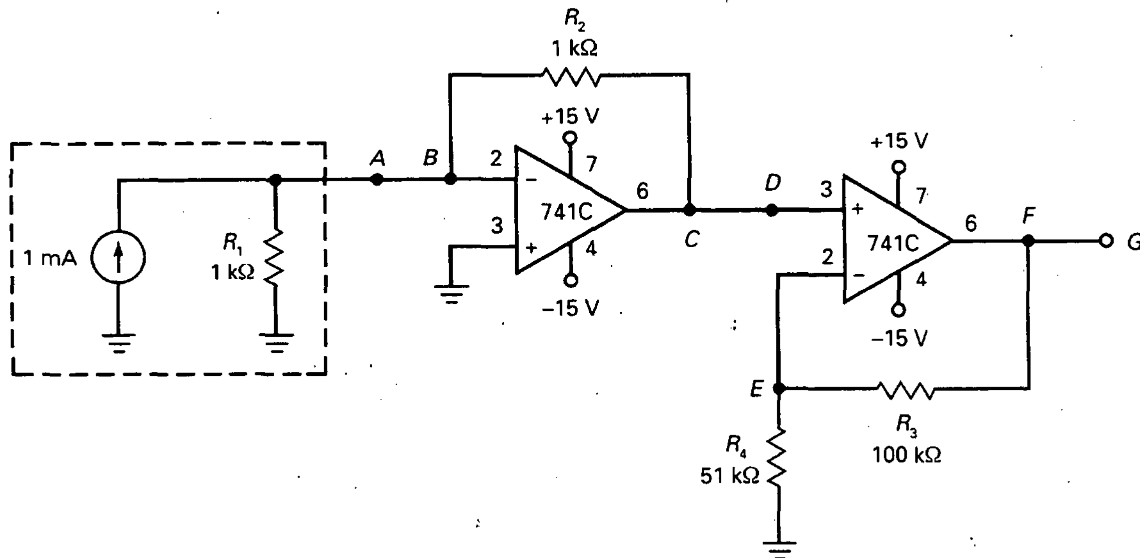


Figura 19-25



OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9
V_A : B2	V_A : G1	V_A : C1	V_A : F3	V_A : B2	V_A : B2	V_A : B4	V_A : B5	V_A : C1	V_A : G1
V_B : G1	V_B : F5	V_B : D3	V_B : A5	V_B : D3	V_B : A3	V_B : G5	V_B : A1	V_B : E4	V_B : D7
V_C : A4	V_C : A4	V_C : E1	V_C : D4	V_C : G6	V_C : B6	V_C : D4	V_C : D2	V_C : D6	V_C : F1
V_D : C3	V_D : A7	V_D : G5	V_D : F1	V_D : E3	V_D : F1	V_D : B6	V_D : F5	V_D : G4	V_D : C1
V_E : D4	V_E : D2	V_E : B3	V_E : B7	V_E : A2	V_E : D4	V_E : A3	V_E : G7	V_E : C5	V_E : B6
V_F : E5	V_F : G7	V_F : A6	V_F : G2	V_F : C6	V_F : E5	V_F : E7	V_F : A3	V_F : B6	V_F : F6
V_G : F2	V_G : B4	V_G : D7	V_G : C6	V_G : E7	V_G : C1	V_G : C6	V_G : C1	V_G : F4	V_G : G4
R_4 : B1	R_4 : C2	R_4 : G3	R_4 : D2	R_4 : B1	R_4 : G3	R_4 : C2	R_4 : G3	R_4 : D5	R_4 : E6

	1	2	3	4	5	6	7
A	0	−4,5	0	−1	0	0	0
B	OK	0	0	O	+1	−1	−4,5
C	0	OK	−1	−15	−1	−13,5	OK
D	−3	0	0	−1	OK	−1	0
E	0	−4,5	−13,5	0	−3	∞	−13,5
F	−1	−3	0	−1	0	−1	−4,5
G	0	−13,5	OK	−1	0	−13,5	0

MEDIDAS

Figura 19-26

CAPÍTULO

20

Circuitos lineales con amplificador operacional

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Describir varias aplicaciones para los amplificadores inversores.
- Describir varias aplicaciones para los amplificadores no inversores.
- Mostrar cómo funcionan los circuitos de tipo inversor conmutable.
- Explicar el funcionamiento y las características de los amplificadores diferenciales y los de instrumentación.
- Explicar cómo funcionan los amplificadores de corriente y las fuentes de corriente controladas por tensión.
- Dibujar un circuito que muestre cómo un amplificador operacional puede ser alimentado con una única fuente.

VOCABULARIO

- aislamiento
- amplificador de corriente
- amplificador de instrumentación
- amplificador inversor
- amplificador operacional con excursión máxima
- cambiador de signo
- carga flotante
- circuito inversor conmutable
- circuito lineal con amplificador operacional
- circuito silenciador
- control automático de ganancia (CAG)
- convertidor analógico-digital (D/A)
- corriente de carga bidireccional
- corriente de carga unidireccional
- corte con láser
- excitador de seguridad
- frecuencias de vídeo
- fuente de corriente de Howland
- ganancia de tensión funcional
- patillaje
- promediador
- restador
- tensión de entrada diferencial
- tensión de referencia
- termistor
- transductor de entrada
- transductor de salida

La salida de un circuito lineal con amplificador operacional tiene la misma forma que la señal de entrada. Si la entrada es sinusoidal, la salida es sinusoidal. En ningún instante del ciclo el amplificador operacional entra en saturación. En este capítulo se estudian una variedad de circuitos lineales con amplificadores operacionales que incluyen amplificadores inversores, amplificadores no inversores, amplificadores diferenciales, amplificadores de instrumentación, amplificadores de corriente, fuentes de corriente controladas y circuitos de control automático de ganancia.

20-1. CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR INVERSOR

El amplificador inversor es uno de los circuitos más básicos. En los Capítulos 18 y 19 se estudió el prototipo para este amplificador. Una de sus ventajas es que la ganancia de tensión es igual al cociente entre la resistencia de realimentación y la resistencia de entrada. A continuación se exponen algunas aplicaciones.

❑ Sonda de alta impedancia

La Figura 20-1 representa una sonda de alta impedancia que se puede utilizar con un polímetro digital. Debido a la masa virtual en la primera etapa, la sonda tiene una impedancia de entrada de 100 MΩ a frecuencias bajas. La primera etapa es un amplificador inversor con una ganancia de tensión de 0,1. La segunda etapa es un amplificador inversor con una ganancia de tensión de 1 o 10.

El circuito de la Figura 20-1 proporciona la idea básica de la sonda 10:1. Tiene una alta impedancia de entrada y una ganancia total de tensión de 0,1 o 1. En la posición X10 del conmutador, la señal de salida se atenúa por un factor de 10. En la posición X1 no existe atenuación de la señal de salida. El circuito básico que se muestra aquí se puede mejorar introduciendo más componentes para incrementar el ancho de banda.

❑ Amplificador de alterna

En algunas aplicaciones no se necesita una respuesta en frecuencia que se extienda hasta la frecuencia cero porque la entrada sólo va a estar excitada por señales alternas. La Figura 20-2 representa un amplificador de alterna y sus ecuaciones. La ganancia de tensión aparece como:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

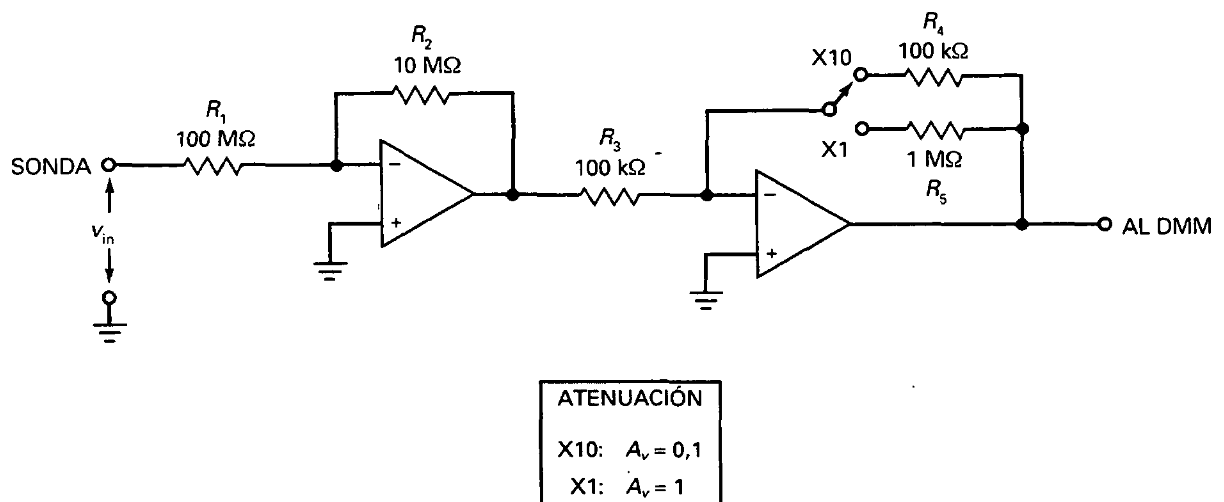


Figura 20-1. Sonda de alta impedancia.

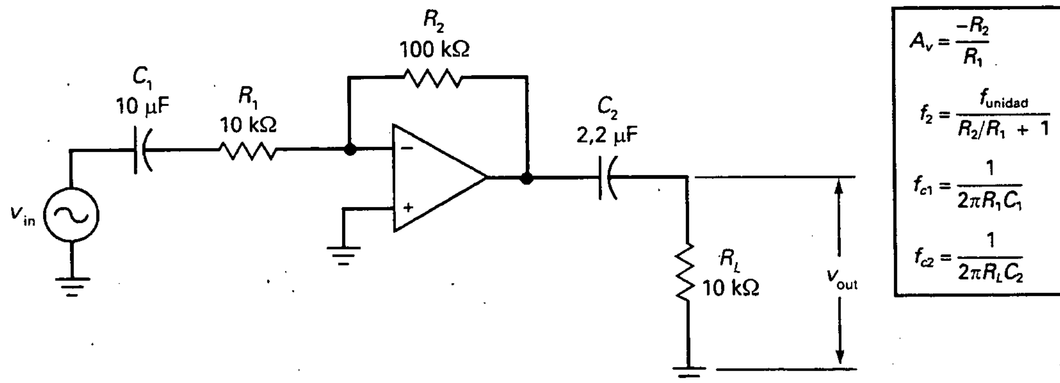


Figura 20-2. Amplificador inversor de alterna.

En este capítulo se incluirá el signo menos para indicar la inversión de fase en los amplificadores inversores. Más adelante se hablará de circuitos que utilizan simultáneamente la entrada inversora y la no inversora. Utilizando el signo menos será más fácil calcular el efecto total cuando ambas entradas están presentes.

Para los valores dados en la Figura 20-2, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = -10$$

Si f_{unidad} es 1 MHz, el ancho de banda es:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{10 + 1} = 90{,}9\ \text{kHz}$$

El condensador de acoplo de la entrada C_1 y la resistencia de entrada R_1 producen la frecuencia de corte f_{c1}. Para los valores anteriores:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 1{,}59\ \text{Hz}$$

Similarmente, el condensador de acoplo de la salida C_2 y la resistencia de carga R_L producen la frecuencia de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(2{,}2\ \mu\text{F})} = 7{,}23\ \text{Hz}$$

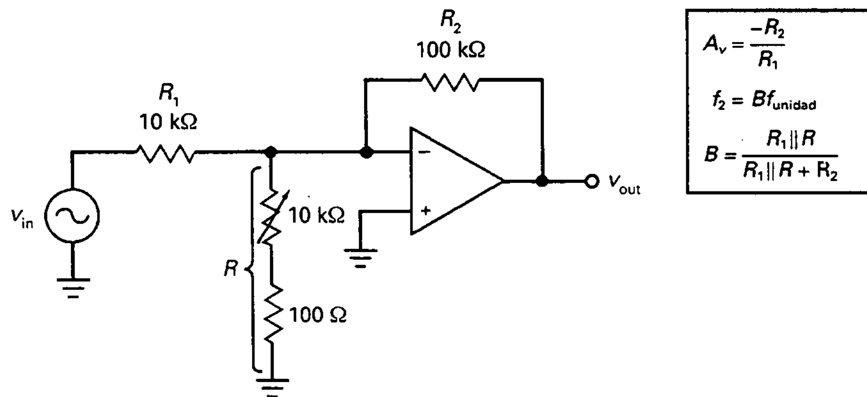


Figura 20-3. Circuito de ancho de banda ajustable.

❑ Circuito de ancho de banda ajustable

Algunas veces nos gustaría modificar el ancho de banda en lazo cerrado de un amplificador inversor sin cambiar la ganancia de tensión en lazo cerrado. La Figura 20-3 muestra una forma de hacerlo. Cuando se varía R se cambia el ancho de banda pero la ganancia de tensión permanece constante.

Con las ecuaciones y valores dados en la Figura 20-3, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -10$$

La mínima fracción de realimentación es:

$$B_{\text{mín}} \cong \frac{10 \text{ k}\Omega \parallel 100 \ \Omega}{100 \text{ k}\Omega} \cong 0{,}001$$

La máxima fracción de realimentación vale:

$$B_{\text{máx}} \cong \frac{10 \text{ k}\Omega \parallel 10{,}1 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \cong 0{,}05$$

Si f_{unidad} es 1 MHz, los anchos de banda mínimos y máximos son:

$$f_{2(CL)\text{mín}} = (0{,}001)(1 \text{ MHz}) = 1 \text{ kHz}$$

$$f_{2(CL)\text{máx}} = (0{,}05)(1 \text{ MHz}) = 50 \text{ kHz}$$

En resumen, cuando varía R de 100 Ω a 10 kΩ, la ganancia de tensión permanece constante pero el ancho de banda varía de 1 a 50 kHz.

20-2. CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR NO INVERSOR

El amplificador no inversor es otro circuito básico de amplificador operacional. Entre sus ventajas se encuentran la ganancia de tensión estable, alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Algunas de sus aplicaciones son las siguientes.

❑ Amplificador de alterna

La Figura 20-4 representa un amplificador no inversor de alterna y sus ecuaciones de análisis. C_1 y C_2 son condensadores de acoplo. C_3 es un condensador de desacoplo. El empleo de un condensador de desacoplo tiene la ventaja de minimizar la tensión de offset de salida. La razón es la siguiente: en las frecuencias medias del amplificador, el condensador de desacoplo tiene una impedancia muy baja. Por tanto, la parte inferior de R_1 es una masa para alterna. La fracción de realimentación en las frecuencias medias es:

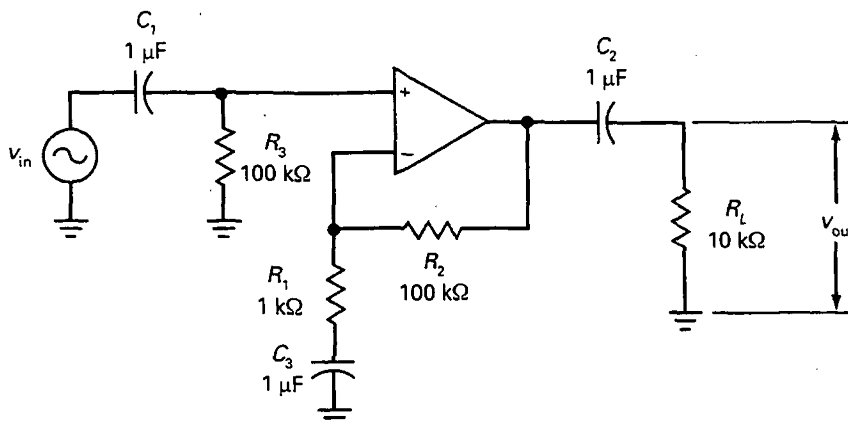
$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{20-1}$$

En este caso el circuito amplifica la tensión de entrada como se describió previamente.

Cuando la frecuencia es cero, el condensador de desacoplo C_3 está abierto y la fracción de realimentación B se incrementa hasta la unidad porque:

$$B = \frac{\infty}{\infty + 1} = 1$$

Esta ecuación es válida si se define ∞ como un valor extremadamente grande, que es el valor de la impedancia a frecuencia cero. Con B igual a 1 la



$$A_v = \frac{R_2}{R_1} +$$

$$f_2 = \frac{f_{unidad}}{A_v}$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$$

Figura 20-4. Amplificador no inversor de alterna.

ganancia de tensión en lazo cerrado es la unidad. Esto reduce la tensión de offset de salida a un valor mínimo.

Con los valores dados en la Figura 20-4 se puede calcular la ganancia de tensión en las frecuencias medias como:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 101$$

Si f_{unidad} es 15 MHz, el ancho de banda es:

$$f_{2(CL)} = \frac{15\ \text{MHz}}{101} = 149\ \text{kHz}$$

El condensador de acoplo de la entrada produce una frecuencia de corte de:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(100\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 1{,}59\ \text{Hz}$$

Similarmente, el condensador de acoplo de la salida C_2 y la resistencia de carga R_L producen la frecuencia de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{Hz}$$

El condensador de desacoplo produce una frecuencia de corte de:

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 159\ \text{Hz}$$

❑ Amplificador distribuidor de audio

La Figura 20-5 representa un amplificador no inversor de alterna excitando tres seguidores de tensión. Ésta es una manera de distribuir una señal de audio a varias salidas diferentes. La ganancia de tensión y el ancho de banda en lazo cerrado de la primera etapa vienen dados por las familiares ecuaciones que se muestran en la Figura 20-5. Para los valores indicados, la ganancia de tensión en lazo cerrado es 40. Si f_{unidad} es 1 MHz, el ancho de banda en lazo cerrado es 25 kHz.

Para un circuito como éste es conveniente utilizar un amplificador operacional como el LM348 porque es un 741 cuádruple —cuatro 741 en un encapsulado de 14 pines—. Uno de los amplificadores operacionales puede ser la primera etapa y los otros pueden ser los seguidores de tensión.

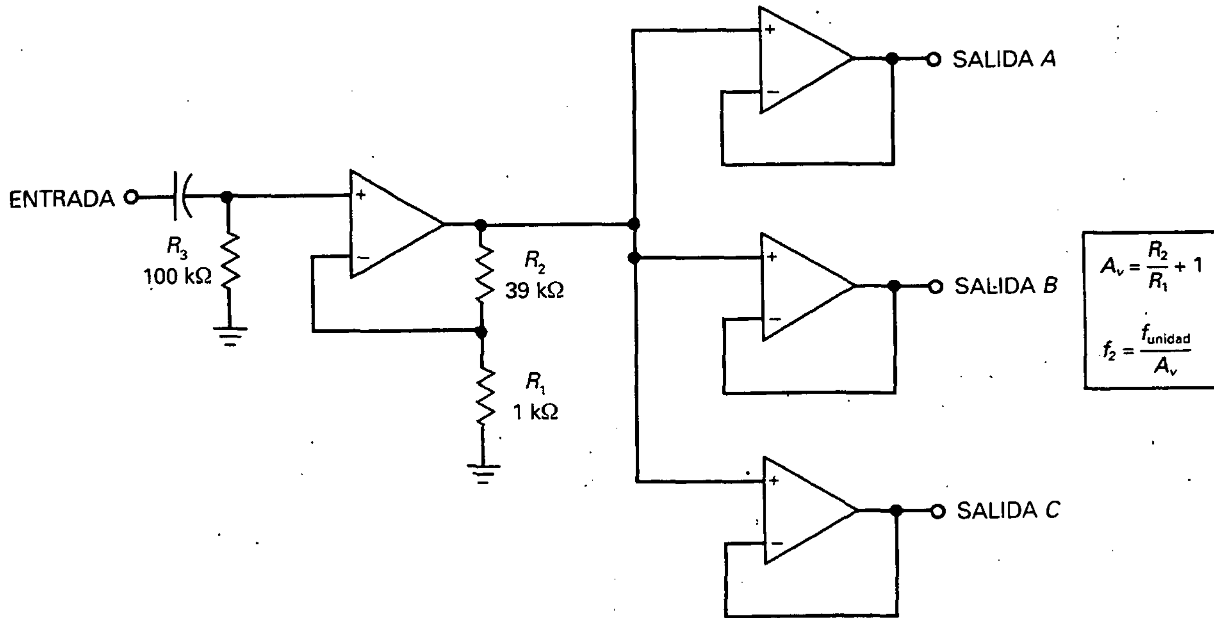


Figura 20-5. Amplificador de distribución.

❑ Ganancia de tensión controlada por un FET en conmutación

Algunas aplicaciones requieren una variación en la ganancia de tensión en lazo cerrado. La Figura 20-6 muestra un amplificador controlado por un FET. La tensión de control del conmutador con FET proviene de otro circuito que produce una tensión de salida de dos niveles, bien 0 V o una tensión que es igual a $V_{GS(off)}$. Cuando la tensión de control es igual a $V_{GS(off)}$, el conmutador con FET está abierto y la ganancia de tensión en lazo cerrado es

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Cuando la tensión de control es cero, el conmutador con FET está cerrado y R_3 está en paralelo con R_1. En este caso, la ganancia de tensión en lazo cerrado disminuye a

$$A_v = \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} + 1 \qquad (20\text{-}2)$$

Un FET adecuado para una aplicación como ésta es el 2N4860, el cual tiene una $r_{ds(on)}$ para evitar que esta última afecte a la ganancia de tensión en lazo cerrado. Frecuentemente, el lector verá diversas resistencias y conmutadores FET en paralelo con R_1 para hacer posible la selección de ganancias de tensión en lazo cerrado.

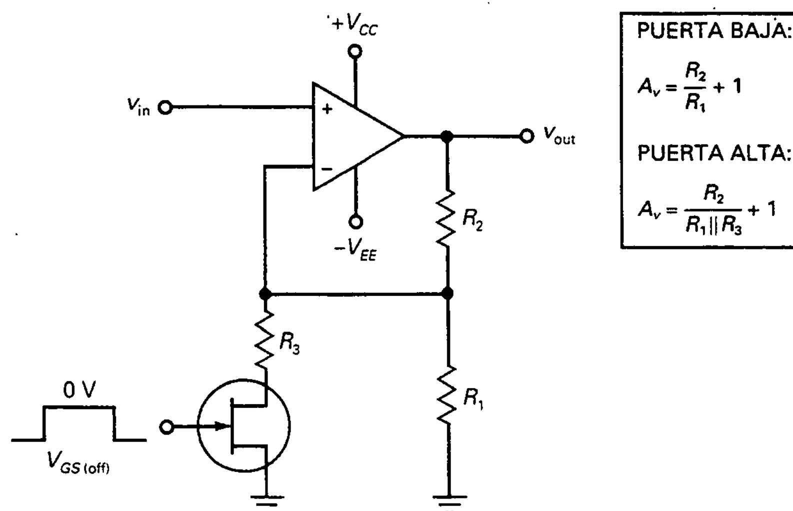


Figura 20-6. El FET en conmutación controla la ganancia de tensión.

❑ Referencia de tensión

El MC1403 es un circuito integrado de propósito específico denominado *referencia de tensión*, un circuito que produce una tensión de salida de valor extremadamente preciso y estable. Para cualquier tensión de alimentación positiva entre 4,5 y 40 V, produce una tensión de salida de 2,5 V con una tolerancia de ±1 por 100. El coeficiente de temperatura es sólo 10 ppm/°C. La abreviación *ppm* viene de «partes por millón» (1 ppm es equivalente a 0,0001 por 100). Por tanto, 10 ppm/°C produce un cambio de sólo 2,5 mV por cada incremento de 100 °C en la temperatura (10 × 0,0001 por 100 × 100 × 2,5 V). Lo importante es que la tensión de salida es extremadamente estable e igual a 2,5 V para un gran margen de temperaturas.

El único problema es que 2,5 V puede ser una referencia demasiado pequeña para muchas aplicaciones. Por ejemplo, supóngase que se necesita una referencia de 10 V. Entonces la solución consiste en utilizar un MC1403 y un amplificador no inversor como se indica en la Figura 20-7. Con los valores del circuito que se muestran, la ganancia de tensión es

$$A_v = \frac{30\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} + 1 = 4$$

y la tensión de salida

$$V_{out} = 4(2{,}5\ \text{V}) = 10\ \text{V}$$

Debido a que la ganancia de tensión en lazo cerrado del amplificador no inversor es sólo 4, la tensión de salida será una tensión estable de referencia de valor 10.

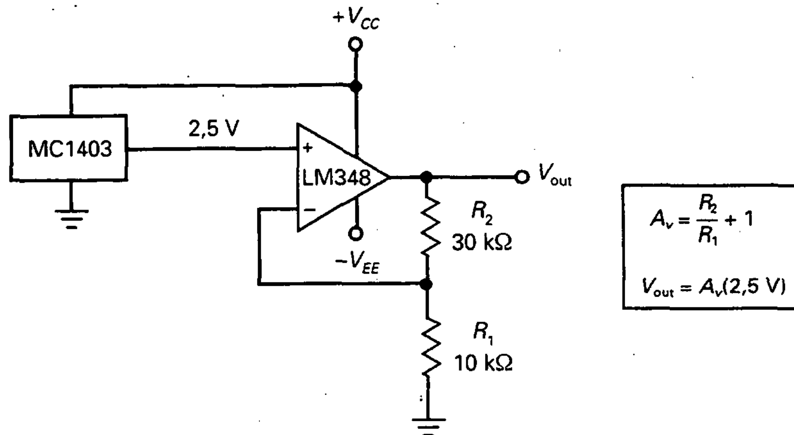


Figura 20-7. Referencia de tensión.

EJEMPLO 20-1

Una aplicación para la Figura 20-6 es un *circuito silenciador*. Este tipo de circuitos se utiliza en los receptores para reducir la fatiga del oyente poniendo una ganancia de tensión baja cuando no se está recibiendo señal. De esta forma el oyente no tiene que escuchar ruido de fondo cuando no hay señal de comunicación. Cuando llega una señal, la ganancia de tensión conmuta a un valor alto.

Si $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ y $R_3 = 1$ kΩ en la Figura 20-6, ¿cuál es la ganancia de tensión cuando el FET está activado? ¿Y cuando está desactivado? Explique cómo se puede usar el circuito como parte de un circuito silenciador.

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones dadas en la Figura 20-6, la máxima ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega} + 1 = 102$$

La mínima ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega} + 1 = 2$$

Cuando se está recibiendo una señal de comunicación se puede utilizar un detector de pico y otros circuitos para producir una tensión de puerta alta para el FET de la Figura 20-6. Esto produce una ganancia de tensión máxima mientras se recibe señal. Por otro lado, cuando no se recibe señal, la salida del detector de pico es baja y el FET se pone en corte, produciendo una ganancia de tensión mínima.

20-3. CIRCUITOS INVERSOR/NO INVERSOR

En esta sección se verán los circuitos para los que la señal de entrada excita simultáneamente a la entrada inversora y la no inversora de un amplificador operacional. Cuando una señal excita a ambas entradas se obtiene amplificación inversora y no inversora al mismo tiempo. Esto produce unos resultados interesantes porque la salida es la superposición de dos señales amplificadas.

La ganancia total de tensión con una señal que excita a ambas entradas del amplificador operacional es igual a la ganancia de tensión del canal inversor más la ganancia de tensión del canal no inversor:

$$A_v = A_{inv} + A_{non} \tag{20-3}$$

Se usará esta ecuación para analizar los circuitos de esta sección.

❑ Inversor/no inversor conmutable

La Figura 20-8 muestra un amplificador operacional que puede funcionar como un inversor o como un no inversor. Con el conmutador en la posición inferior, la entrada inversora está a masa. Como las resistencias de realimentación y serie son iguales, tenemos un amplificador inversor de tensión que produce una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

$$A_v = -R/R = -1$$

Cuando el conmutador se mueve a la posición superior, la señal de entrada excita a la entrada inversora y a la no inversora simultáneamente. La ganancia de tensión del canal inversor todavía es:

$$A_{inv} = -1$$

La ganancia de tensión del canal no inversor es:

$$A_{non} = \frac{R}{R} + 1 = 2$$

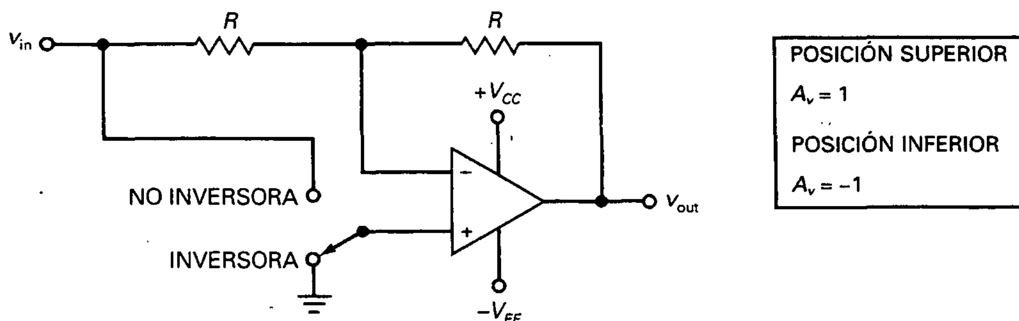


Figura 20-8. Ganancia de tensión reversible.

La ganancia de tensión total es la superposición o suma algebraica de las dos ganancias:

$$A_v = A_{\text{inv}} + A_{\text{non}} = -1 + 2 = 1$$

El circuito es un inversor/no inversor conmutable. Tiene una ganancia de tensión de 1 o −1, dependiendo de la posición del conmutador; es decir, el circuito produce una tensión de salida con la misma magnitud que la tensión de entrada pero la fase puede ser conmutada entre 0° y 180°.

❑ Inversor conmutable controlado por un FET

La Figura 20-9 es una variante de la Figura 20-8. El FET actúa como una resistencia controlada por tensión r_{ds}, comentada en la Sección 13-9. El FET tiene una resistencia o muy baja o muy alta, dependiendo de la tensión de la puerta.

Cuando la tensión de la puerta es baja, es igual a $V_{GS(\text{off})}$ y el FET está abierto. Por tanto, la señal de entrada excita ambas entradas. En este caso:

$$A_{\text{non}} = 2$$
$$A_{\text{inv}} = -1$$

y

$$A_v = A_{\text{inv}} + A_{\text{non}} = 1$$

El circuito actúa como un amplificador no inversor de tensión con una ganancia de tensión en lazo cerrado de 1.

Cuando la tensión de la puerta es alta, es igual a 0 V y el FET tiene una resistencia muy pequeña. Por tanto, la entrada no inversora está, aproximadamente, puesta a masa. En este caso, el circuito actúa como un amplificador inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado igual a −1. Para un funcionamiento correcto, R debería ser al menos 100 veces mayor que la r_{ds} del FET.

En resumen, el circuito tiene una ganancia de tensión que puede ser

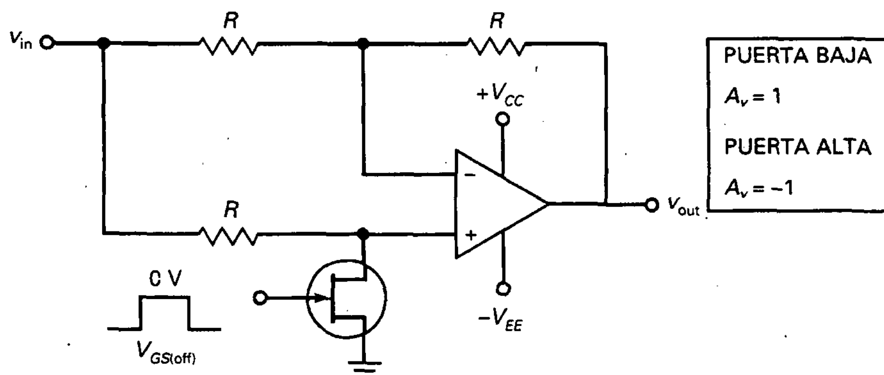


Figura 20-9. Ganancia reversible controlada por FET.

tanto 1 como −1, dependiendo de si la tensión de control del FET es baja o alta.

❑ Inversor con ganancia ajustable

Cuando la resistencia variable de la Figura 20-10 se redue a cero, la entrada no inversora está a masa y el circuito se convierte en un amplificador inversor con una ganancia de tensión máxima de $-R_2/R_1$. Cuando la resistencia variable se incrementa a R_2, las tensiones de las entradas inversora y no inversora son iguales. Debido al rechazo al modo común, la tensión de salida es cero. Por esto, el circuito que aparece en la Figura 20-10 tiene una ganancia de tensión ajustable desde aproximadamente cero hasta $-R_2/R_1$.

❑ Cambiador de signo

El circuito de la Figura 20-11 se denomina *cambiador de signo*, un circuito atípico por su capacidad de variar la ganancia de tensión de −1 a 1. Ésta es la forma de funcionamiento: Cuando la resistencia variable se pone a cero (flecha hacia la derecha), la entrada no inversora está a masa y el circuito tiene una ganancia de tensión de:

$$A_v = -1$$

Cuando la resistencia variable está en el otro extremo (hacia la izquierda), la señal de entrada excita la entrada no inversora y la inversora al mismo tiempo. En este caso, la ganancia total de tensión es la superposición de las ganancias de tensión inversora y no inversora:

$$A_{non} = 2$$
$$A_{inv} = -1$$
$$A_v = A_{inv} + A_{non} = 1$$

En resumen, cuando la resistencia varía entre 0 y su valor máximo (de derecha a izquierda), la ganancia de tensión varía continuamente desde −1 hasta 1. En el punto de cruce por cero, el amplificador operacional está

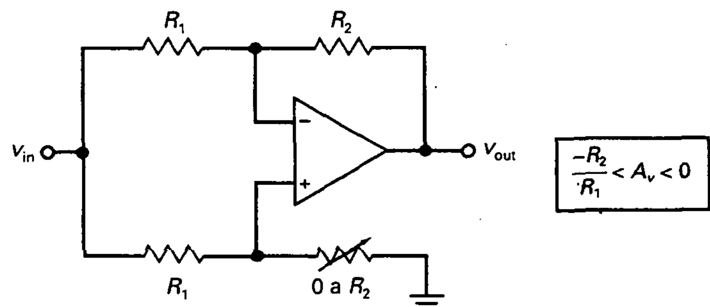


Figura 20-10. Inversor con ganancia ajustable.

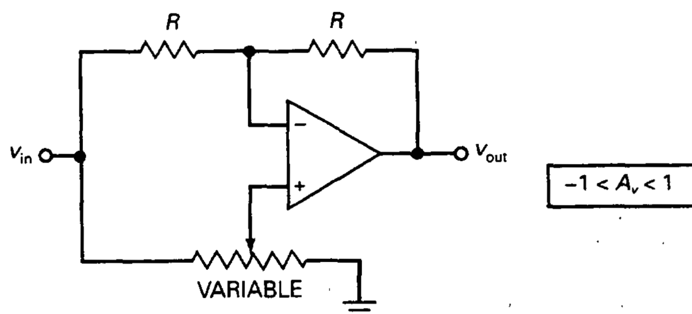


Figura 20-11. Ganancia reversible y ajustable de ±1.

excitado por una señal en modo común y la salida es, en el caso ideal, igual a cero.

❑ Ganancia ajustable y reversible

La Figura 20-12 muestra otro circuito atípico. Permite ajustar la ganancia de tensión entre $-n$ y n. El principio de funcionamiento es similar al cambiador de signo. Cuando la resistencia vale 0, la entrada no inversora está a masa y el circuito se convierte en un amplificador inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

$$A_v = \frac{-nR}{R} = -n$$

Cuando la resistencia es máxima, se puede demostrar que:

$$A_{inv} = -n$$

$$A_{non} = 2n$$

$$A_v = A_{non} + A_{inv} = n$$

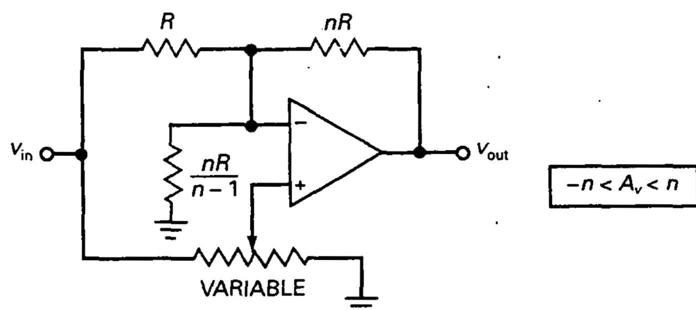


Figura 20-12. Ganancia reversible y ajustable de ±n.

Estos resultados se pueden deducir aplicando el teorema de Thevenin al circuito y simplificando algebraicamente.

Circuitos como los de las Figuras 20-11 y 20-12 son poco frecuentes porque no tienen equivalentes discretos fáciles de realizar. Constituyen, pues, buenos ejemplos de circuitos que serían difíciles de implementar con componentes discretos pero fáciles de construir con amplificadores operacionales.

❑ Circuito desfasador

La Figura 20-13 muestra un circuito que puede producir, idealmente, un desfase de 0° a −180°. El canal no inversor tiene una red de retardo *RC*, y el canal inversor tiene dos resistencias iguales de valor *R'*. Por tanto, la ganancia de tensión del canal inversor es siempre la unidad, pero la ganancia de tensión del canal no inversor depende de la frecuencia de corte de la red de retardo *RC*.

Cuando la frecuencia de entrada es mucho menor que la frecuencia de corte ($f \ll f_c$), el condensador aparece abierto y:

$$A_{non} = 2$$
$$A_{inv} = -1$$
$$A_v = A_{non} + A_{inv} = 1$$

lo que significa que la señal de salida tiene la misma magnitud que la señal de entrada, y el desfase es 0°, muy por debajo de la frecuencia de corte de la red de retardo de fase.

Cuando la frecuencia de entrada es mucho mayor que la frecuencia de

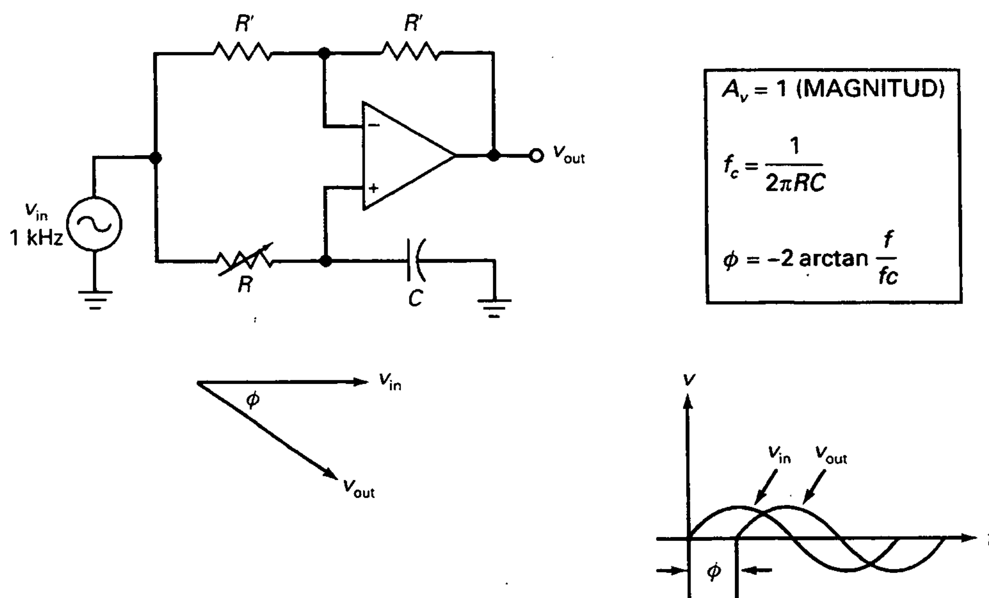


Figura 20-13. Desfasador.

corte ($f >> f_c$), el condensador aparece en cortocircuito. En este caso, el canal no inversor tiene una ganancia de tensión de cero. La ganancia total de tensión es, por tanto, igual a la ganancia del canal inversor, que es −1, equivalente a un desfase de −180°.

Para calcular el desfase que se produciría entre los dos casos extremos hace falta calcular la frecuencia de corte utilizando la ecuación dada en la Figura 20-13. Por ejemplo, si $C = 0{,}022$ μF y la resistencia variable de la Figura 20-13 está puesta a 1 kΩ, la frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(0{,}022\ \mu\text{F})} = 7{,}23\ \text{kHz}$$

Con una fuente de frecuencia 1 kHz, el desfase es:

$$\phi = -2 \arctan \frac{1\ \text{kHz}}{7{,}23\ \text{kHz}} = -15{,}7^\circ$$

Si la resistencia variable se incrementa hasta 10 kΩ, la frecuencia de corte decrece a 723 Hz y el desfase aumenta hasta:

$$\phi = -2 \arctan \frac{1\ \text{kHz}}{723\ \text{Hz}} = -108^\circ$$

Si la resistencia variable se incrementa hasta 100 kΩ, la frecuencia de corte decrece a 72,3 Hz y el desfase aumenta hasta:

$$\phi = -2 \arctan \frac{1\ \text{kHz}}{72{,}3\ \text{Hz}} = -172^\circ$$

En resumen, el circuito desfasador produce una tensión de salida con la misma magnitud que la entrada, pero con un ángulo de fase que puede variar de forma continua entre 0° y −180°.

EJEMPLO 20-2

Cuando se necesita variar la amplitud de una señal desfasada se puede usar un circuito como el de la Figura 20-10. Si $R_1 = 1{,}2$ kΩ y $R_2 = 91$ kΩ, ¿cuáles son los valores máximo y mínimo de la ganancia de tensión?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación dada en la Figura 20-10, la ganancia máxima de tensión es:

$$A_v = \frac{-91\ \text{k}\Omega}{1{,}2\ \text{k}\Omega} = 75{,}8$$

La ganancia mínima de tensión es cero.

EJEMPLO 20-3

Si $R = 1{,}5\ \text{k}\Omega$ y $nR = 7{,}5\ \text{k}\Omega$ en la Figura 20-12, ¿cuál es la máxima ganancia positiva de tensión? ¿Cuál es el valor de la otra resistencia fija?

SOLUCIÓN

El valor de n es:

$$n = \frac{7{,}5\ \text{k}\Omega}{1{,}5\ \text{k}\Omega} = 5$$

La máxima ganancia positiva de tensión es 5. La otra resistencia fija tiene un valor de:

$$\frac{nR}{n-1} = \frac{5(1{,}5\ \text{k}\Omega)}{5-1} = 1{,}875\ \text{k}\Omega$$

Con un circuito como éste se tiene que usar una resistencia de precisión para obtener un valor de 1,875 kΩ.

20-4. AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

En esta sección se explica cómo construir un *amplificador diferencial* utilizando un amplificador operacional. Una de las características más importantes de un amplificador diferencial es su CMRR porque la señal de entrada típica es una pequeña tensión diferencial y una gran tensión en modo común.

❑ Amplificador diferencial básico

La Figura 20-14 representa un amplificador operacional conectado como amplificador diferencial. La resistencia R'_1 tiene el mismo valor nominal que R_1 pero difiere ligeramente en su valor real debido a las tolerancias. Por ejemplo, si las resistencias son de 1 kΩ ± 1 por 100, R_1 puede ser de 1010 Ω y R'_1 puede ser de 990 Ω, y viceversa. Similarmente, R_2 y R'_2 son nominalmente iguales pero pueden diferir ligeramente por las tolerancias.

En la Figura 20-14, la tensión de entrada deseada v_{in} se denomina *tensión de entrada diferencial* para distinguirla de la tensión de entrada en modo común $v_{in(CM)}$. Un circuito como el de la Figura 20-14 amplifica la entrada diferencial v_{in} para obtener una tensión de salida v_{out}. Por medio del teorema de superposición se puede demostrar que

$$v_{out} = A_v v_{in}$$

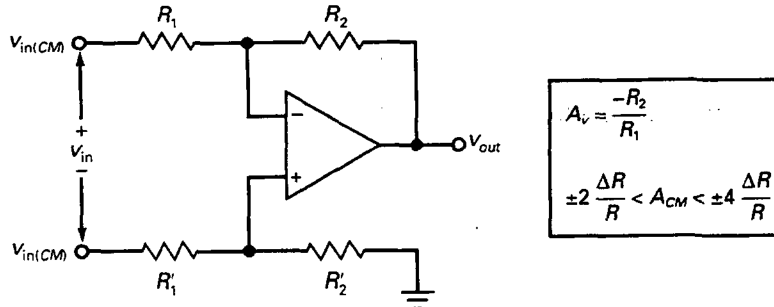


Figura 20-14. Amplificador diferencial.

donde

$$A_v = \frac{-R_1}{R_2} \qquad (20\text{-}4)$$

Esta ganancia de tensión se denomina *ganancia de tensión diferencial* para distinguirla de la ganancia de tensión en modo común A_{CM}. Utilizando resistencias de precisión se puede construir un amplificador diferencial con un valor preciso de ganancia de tensión.

Un amplificador diferencial se utiliza a menudo en aplicaciones donde la señal de entrada diferencial v_{in} es una pequeña tensión continua (milivoltios) y la señal de entrada es una gran tensión continua (voltios). Como resultado, la CMRR del circuito se convierte en un parámetro crítico. Por ejemplo, si la señal de entrada diferencial es 7,5 mV y la señal en modo común es 7,5 V, la señal de entrada diferencial es 60 dB menor que la señal de entrada en modo común. A menos que el circuito tenga una CMRR muy alta, la señal de salida en modo común será demasiado grande.

❑ CMRR del amplificador operacional

En la Figura 20-4 hay dos factores que determinan la CMRR total del circuito. Primero, existe la CMRR del amplificador operacional en sí. Para un 741C, la CMRR mínima es 70 dB a frecuencias bajas. Si la señal de entrada diferencial es 60 dB inferior a la señal de entrada en modo común, la señal de salida diferencial será sólo 10 dB superior a la señal de salida en modo común, lo que significa que la señal deseada es sólo 3,16 veces mayor que la no deseada. Por tanto, un 741C no sería útil en una aplicación como ésta.

La solución consiste en utilizar un amplificador operacional de precisión como el OP-07A, que tiene una CMRR mínima de 110 dB. Este valor mejorará significativamente el funcionamiento. Si la señal de entrada diferencial es 60 dB inferior a la señal de entrada en modo común, la señal de salida diferencial será 50 dB mayor que la señal de salida en modo común. Esto estaría bien si la CMRR del operacional fuese la única fuente de error.

❑ CMRR de las resistencias externas

Existe una segunda fuente de error en modo común: la tolerancia de las resistencias de la Figura 20-14. Cuando las resistencias están perfectamente adaptadas:

$$R_1 = R'_1$$
$$R_2 = R'_2$$

En este caso la tensión de entrada en modo común de la Figura 20-14 produce una tensión cero a través de los terminales de entrada del amplificador operacional.

Por otro lado, cuando las resistencias tienen una tolerancia de ±1 por 100, la tensión de entrada en modo común de la Figura 20-14 producirá una tensión de salida en modo común porque el desajuste en las resistencias provoca una tensión de entrada diferencial en el amplificador operacional.

Como se comentó en la Sección 20-3, la ganancia total de tensión cuando la misma señal excita ambos lados de un amplificador operacional viene dada por:

$$A_{CM} = A_{inv} + A_{non} \quad (20\text{-}5)$$

En la Figura 20-14, la ganancia de tensión inversora es:

$$A_{inv} = \frac{-R_2}{R_1} \quad (20\text{-}6)$$

y la ganancia de tensión no inversora es:

$$A_{non} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2}\right) \quad (20\text{-}7)$$

donde el segundo factor es la reducción en la señal de entrada no inversora causada por el divisor de tensión en el lado no inversor.

Con las Ecuaciones (20-5) a (20-7) se pueden derivar las siguientes fórmulas:

$$A_{CM} = \pm 2\,\frac{\Delta R}{R} \quad \text{para } R_1 = R_2 \quad (20\text{-}8)$$

$$A_{CM} = \pm 4\,\frac{\Delta R}{R} \quad \text{para } R_1 << R_2 \quad (20\text{-}9)$$

o

$$\pm 2\,\frac{\Delta R}{R} < A_{CM} < \pm 4\,\frac{\Delta R}{R} \quad (20\text{-}10)$$

En estas ecuaciones, $\Delta R/R$ es la tolerancia de las resistencias convertida a su equivalente decimal.

Por ejemplo, si las resistencias tienen una tolerancia de ±1 por 100, la Ecuación (20-8) da:

$$A_{CM} = \pm 2(1\ \%) = \pm 2(0{,}01) = \pm 0{,}02$$

La ecuación (20-9):

$$A_{CM} = \pm 4(1\ \%) = \pm 4(0{,}01) = \pm 0{,}04$$

La desigualdad (20-10) toma el valor:

$$\pm 0{,}02 < A_{CM} < \pm 0{,}04$$

Esto indica que la ganancia de tensión en modo común está entre ±0,02 y ±0,04. Cuando sea necesario se puede calcular el valor exacto de A_{CM} con las Ecuaciones (20-5) a (20-7).

❑ Cálculo de la CMRR

A continuación exponemos un ejemplo de cómo calcular la CMRR: En un circuito como el de la Figura 20-14 es normal usar resistencias con una tolerancia de ±1 por 100. Cuando $R_1 = R_2$, la Ecuación (20-4) da una ganancia de tensión diferencial de:

$$A_v = -1$$

y la Ecuación (20-8) da una ganancia de tensión en modo común de:

$$A_{CM} = \pm 2(0{,}1\ \%) = \pm 2(0{,}001) = \pm 0{,}002$$

La CMRR tiene una magnitud de:

$$\text{CMRR} = \frac{|A_v|}{|A_{CM}|} = \frac{1}{0{,}002} = 500$$

que es equivalente a 54 dB. (*Nota*: las barras verticales a los lados de A_v y A_{CM} indican valores absolutos.)

❑ Aislamiento de las entradas

Las resistencias de fuente que excitan al amplificador diferencial de la Figura 20-14 forman parte, efectivamente, de R_1 y R_1', lo cual cambia la ganancia de tensión y puede degradar la CMRR. Esta es una desventaja muy seria. La solución consiste en incrementar la impedancia de entrada del circuito.

La Figura 20-15 muestra una forma de hacerlo. La primera etapa (el preamplificador) está formada por dos seguidores de tensión que aíslan las entradas, como se muestra en la Figura 20-15. Esto puede aumentar la impedancia de entrada por encima de los 100 MΩ. La ganancia de tensión de esta primera etapa es la unidad tanto para la señal de entrada diferencial como

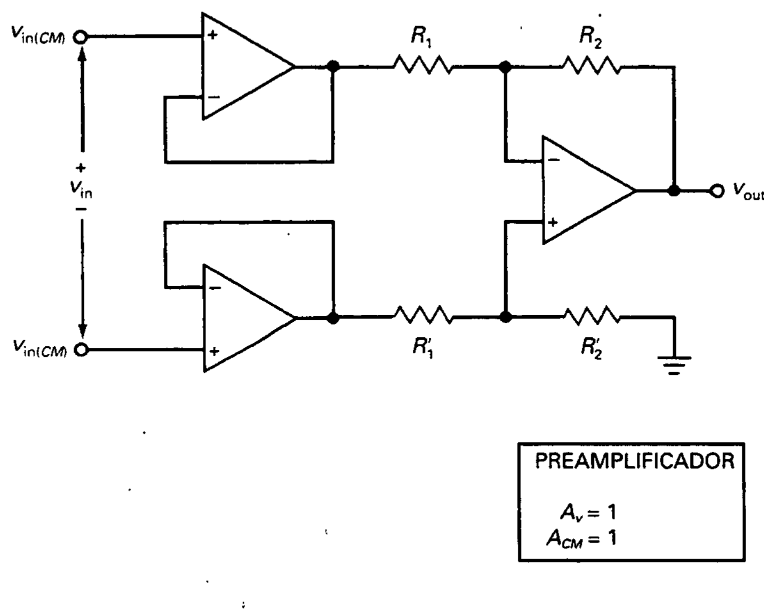


Figura 20-15. Entrada diferencial con entradas aisladas.

para la de modo común. Por tanto, la segunda etapa (el amplificador diferencial) todavía se ocupa de la CMRR del circuito.

❑ Puente de Wheatstone

Como se mencionó anteriormente, la señal de entrada diferencial es a menudo una pequeña tensión continua. La razón por la que es pequeña se debe a que normalmente es la salida de un puente de Wheatstone como el de la Figura 20-16*a*. Un puente de Wheatstone está balanceado cuando la relación de resistencias del lado izquierdo es igual a la del lado derecho:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \qquad (20\text{-}11)$$

Cuando se satisface esta condición, la tensión a través de R_2 es igual a la tensión a través de R_4 y la tensión de salida del puente es cero.

El puente de Wheatstone puede detectar pequeños cambios en una de las resistencias. Por ejemplo, si se tiene un puente con tres resistencias de 1 kΩ y una cuarta resistencia de 1010 Ω, como se muestra en la Figura 20-16*b*, la tensión a través de R_2 es:

$$v_2 = \frac{1\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}5\ \text{V}$$

y la tensión a través de R_4 es aproximadamente:

$$v_4 = \frac{1010\ \Omega}{2010\ \Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}537\ \text{V}$$

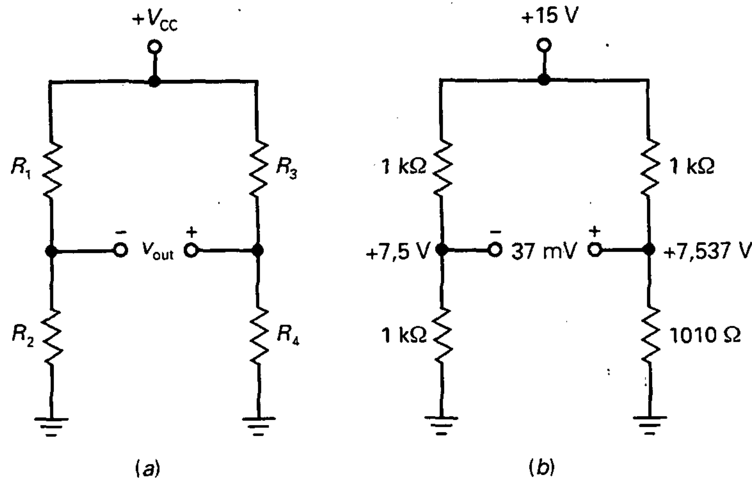


Figura 20-16. *a*) Puente de Wheatstone; *b*) puente ligeramente desbalanceado.

La tensión de salida del puente es aproximadamente:

$$v_{out} = v_4 - v_2 = 7{,}537 \text{ V} - 7{,}5 \text{ V} = 37 \text{ mV}$$

❑ Transductores

La resistencia R_4 puede ser un *transductor de entrada*, un dispositivo que convierte una cantidad no eléctrica en una eléctrica. Por ejemplo, una fotorresistencia convierte una variación de la intensidad de luz en una variación de la resistencia y un *termistor* convierte un cambio de temperatura en un cambio de resistencia.

También existe el *transductor de salida*, un dispositivo que convierte una cantidad eléctrica en otra no eléctrica. Por ejemplo, un LED convierte corriente en luz y un altavoz convierte tensión alterna en ondas sonoras.

Existen una amplia variedad de transductores disponibles comercialmente para temperatura, sonido, luz, humedad, velocidad, aceleración, fuerza, radioactividad, tensión, presión, por mencionar unos pocos. Estos transductores se pueden usar con un puente de Wheatstone para medir cantidades no eléctricas. Debido a que la salida del puente de Wheatstone es una pequeña tensión continua con una gran tensión en modo común, se necesita utilizar amplificadores de continua que tengan una muy alta CMRR.

❑ Una aplicación típica

La Figura 20-17 muestra una aplicación típica. Tres de las resistencias del puente tienen un valor de:

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

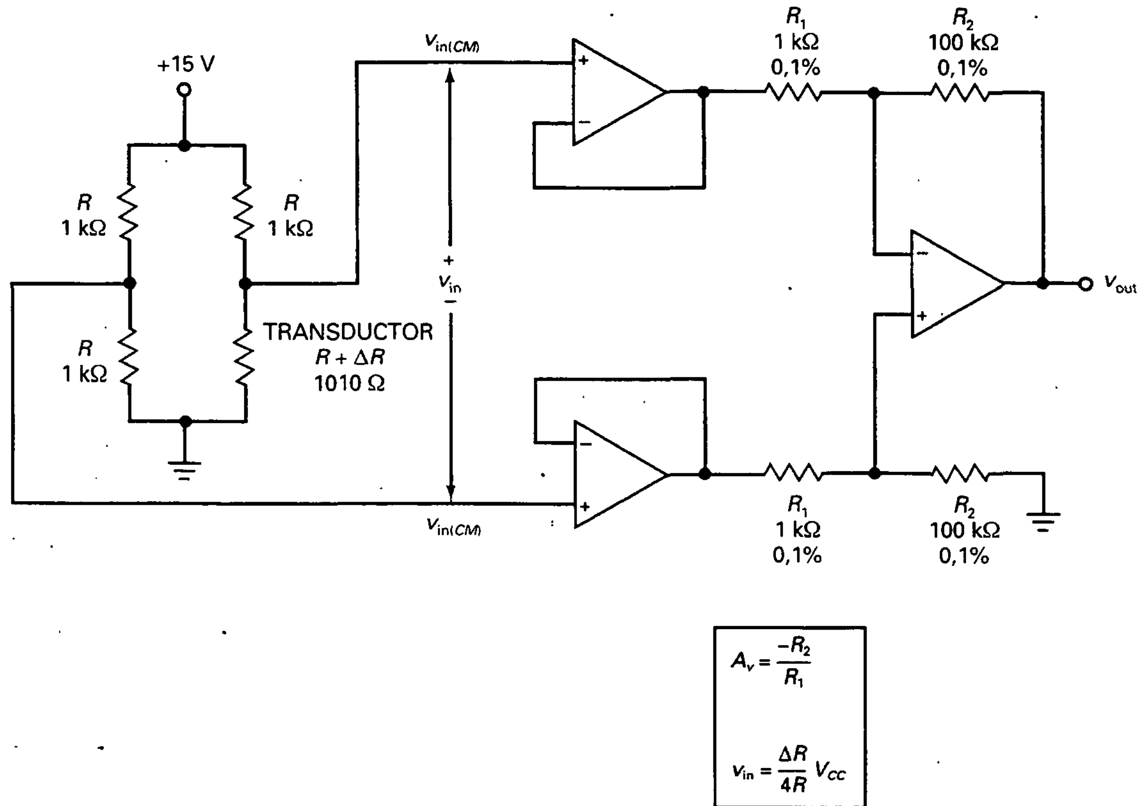


Figura 20-17. Un puente con transductores excita al amplificador de instrumentación.

El transductor tiene una resistencia de:

$$R + \Delta R = 1010\ \Omega$$

La señal en modo común es:

$$v_{in(CM)} = 0{,}5\ V_{CC} = 0{,}5(15\ \text{V}) = 7{,}5\ \text{V}$$

Ésta es la tensión a través de cada una de las resistencias inferiores del puente cuando $\Delta R = 0$.

Cuando un puente transductor se ve excitado por una fuente externa, tal como la luz, temperatura o presión, su resistencia cambiará. La Figura 20-17 muestra una resistencia transductora de 1010 Ω, lo que equivale a ΔR=10 Ω. Es posible derivar esta ecuación para la tensión de entrada de la Figura 20-17:

$$v_{in} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R}\ V_{CC} \qquad (20\text{-}12)$$

En una aplicación típica, $2\Delta R << 4R$ y la ecuación se simplifica a:

$$v_{\text{in}} \cong \frac{\Delta R}{4R} V_{CC} \tag{20-13}$$

Para los valores mostrados en la Figura 20-17:

$$v_{\text{in}} \cong \frac{10\ \Omega}{4\ \text{k}\Omega}(15\ \text{V}) = 37{,}5\ \text{mV}$$

Como el amplificador diferencial tiene una ganancia de tensión de −100, la tensión de salida diferencial es:

$$v_{\text{out}} = -100(37{,}5\ \text{mV}) = -3{,}75\ \text{V}$$

Por lo que concierne a la señal en modo común, la Ecuación (20-9) da

$$A_{CM} = \pm 4(0{,}1\ \%) = \pm 4(0{,}001) = \pm 0{,}004$$

para la tolerancia de ±0,1 por 100 mostrada en la Figura 20-17. Por tanto, la tensión de salida en modo común es:

$$v_{\text{out}(CM)} = \pm 0{,}004(7{,}5\ \text{V}) = \pm 0{,}03\ \text{V}$$

La magnitud de CMRR es:

$$\text{CMRR} = \frac{100}{0{,}004} = 25.000$$

que es equivalente a 88 dB.

Este ejemplo proporciona la idea básica de cómo se usa un amplificador diferencial con un puente de Wheatstone. Un circuito como el de la Figura 20-17 es adecuado para algunas aplicaciones pero se puede mejorar, como se comentará en la siguiente sección.

20-5. AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

En esta sección se presenta el *amplificador de instrumentación*, un amplificador diferencial optimizado para su funcionamiento en continua. Un amplificador de instrumentación tiene una gran ganancia de tensión, una alta CMRR, offsets de entrada pequeños, poca deriva y alta impedancia de entrada.

❑ Amplificador de instrumentación básico

La Figura 20-18 representa el diseño clásico utilizado por la mayoría de los amplificadores de instrumentación. La salida del amplificador operacional es un amplificador diferencial con ganancia de tensión unidad. Las resistencias utilizadas en esta etapa de salida se adaptan para tener, normalmente,

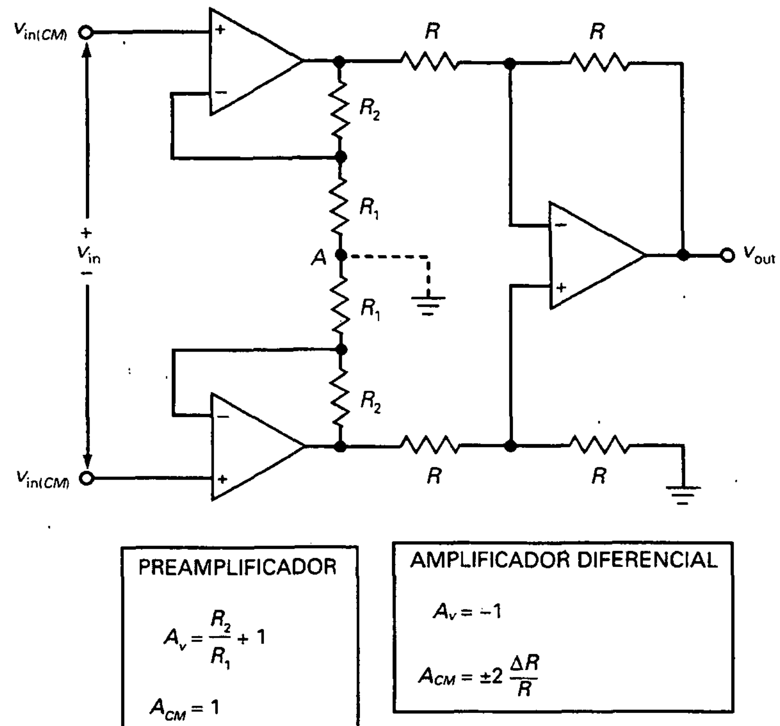


Figura 20-18. Amplificador de instrumentación estándar con tres amplificadores operacionales.

menos de un $\pm 0{,}1$ por 100 de diferencia entre ellas. Esto significa que la CMRR de la etapa de salida es por lo menos 54 dB.

Las resistencias de precisión comerciales van desde menos de 1 Ω hasta más de 10 MΩ, con tolerancias desde ±0,01 por 100 a ±1 por 100. Si se utilizan resistencias adaptadas con diferencias menores de ±0,01 por 100 entre ellas, la CMRR de la etapa de salida puede ser tan alta como 74 dB. De la misma manera, la deriva de las resistencias de precisión puede ser tan pequeña como 1 ppm/°C.

La primera etapa consiste en dos amplificadores operacionales que actúan como un preamplificador. El diseño de la primera etapa es muy inteligente. Lo que lo hace tan ingenioso es el papel del punto A, la unión entre las dos resistencias R_1. El punto A actúa como una masa virtual para una señal de entrada diferencial y como un punto flotante para la señal en modo común. Debido a esta función, la señal diferencial se amplifica, pero la señal en modo común no.

❑ El punto A

La clave para comprender cómo funciona la primera etapa consiste en entender lo que hace el punto A. Mediante el teorema de superposición se puede calcular el efecto de cada entrada con la otra puesta a cero. Por ejem-

plo, supóngase que la señal de entrada diferencial es cero. Entonces sólo está activa la señal en modo común. Como la señal en modo común aplica la misma tensión positiva a las dos entradas no inversoras, la misma tensión de salida aparece en ambos operacionales. Debido a esto, aparece la misma tensión en cualquier punto de la rama que contiene a R_1 y R_2. Por tanto, el punto A está flotante, y cada operacional de entrada actúa como un seguidor de tensión. Como resultado, la primera etapa tiene una ganancia en modo común de:

$$A_{CM} = 1$$

A diferencia de la segunda etapa, donde las resistencias R tienen que estar muy bien adaptadas para minimizar la ganancia en modo común, en la primera etapa la tolerancia de las resistencias no tiene efecto en la ganancia en modo común. Esto es debido a que toda la rama que contiene a estas resistencias está flotando a una tensión de $v_{in(CM)}$ sobre masa. Así que los valores de las resistencias no importan. Ésta es otra ventaja del diseño con tres operacionales de la Figura 20-18.

El segundo paso para aplicar el teorema de superposición consiste en reducir a cero la entrada en modo común y calcular el efecto de la señal de entrada diferencial. Debido a que la señal de entrada diferencial excita a las entradas no inversoras con tensiones de entrada iguales y opuestas, la salida de un operacional será positiva y la del otro negativa. Con tensiones iguales y opuestas a través de la rama que contiene a las resistencias R_1 y R_2, el punto A tendrá una tensión cero con respecto a masa.

Dicho de otro modo, el punto A es una masa virtual para la señal diferencial. Por esta razón, cada operacional de entrada es un amplificador no inversor y la primera etapa tiene una ganancia de tensión diferencial de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (20\text{-}14)$$

Como la segunda etapa tiene una ganancia unidad, la ganancia de tensión diferencial del amplificador de instrumentación viene dada por la Ecuación (20-14).

Debido a que la primera etapa tiene una ganancia en modo común unidad, la ganancia total en modo común es igual a la de la segunda etapa:

$$A_{CM} = \pm 2\frac{\Delta R}{R} \qquad (20\text{-}15)$$

Para tener una CMRR alta y offsets pequeños se deben usar amplificadores operacionales de precisión para construir el amplificador de instrumentación de la Figura 20-18. Un amplificador operacional típico para usar en el diseño con tres operacionales de la Figura 20-18 es el OP-07A. Tiene los siguientes parámetros para el peor caso: la tensión de offset de entrada es de 0,025 mV, la corriente de polarización de entrada es de 2 nA, la corriente de offset de entrada es de 1 nA, A_{OL} es 110 dB, CMRR es 110 dB y la deriva es 0,6 μV/°C.

Una indicación final a propósito de la Figura 20-18: como el punto A es

una masa virtual más que una masa mecánica, las resistencias R_1 en la primera etapa no tienen por qué ser resistencias separadas. Se puede utilizar una única resistencia R_G que sea igual a $2R_1$ sin modificar por ello el funcionamiento de la primera etapa. La única diferencia es que la ganancia de tensión diferencial se escribe como:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1 \qquad (20\text{-}16)$$

El factor 2 aparece porque $R_G = 2R_1$.

❑ Excitación de seguridad

Debido a que la señal diferencial que sale del puente es pequeña, se suele utilizar un cable apantallado para aislar los cables que transportan la señal de las interferencias electromagnéticas. Pero esto crea un nuevo problema. Cualquier corriente de fuga entre los cables internos y el externo se sumará a las corrientes de polarización y de offset. Además de la corriente de fugas, el cable apantallado añade capacidad al circuito, lo que ralentiza la respuesta del circuito ante cambios en la resistencia transductora. Para minimizar los efectos de la corriente de fugas y la capacidad del cable, el cable externo (pantalla) se debe autoelevar al potencial del modo común. Esta técnica se denomina *excitación de seguridad.*

La Figura 20-19*a* muestra una forma de autoelevar la pantalla a la tensión en modo común. Se añade una nueva rama, que contiene a las resistencias R_3, a la salida de la primera etapa. Este divisor de tensión recoge la tensión en modo común y la introduce en un seguidor de tensión, con lo que la tensión de seguridad se realimenta a la pantalla, como se muestra en la figura. Algunas veces se usan cables separados para cada entrada. En este caso la tensión de seguridad se conecta a ambas pantallas, como se muestra en la Figura 20-19*b*.

❑ Amplificadores de instrumentación integrados

El diseño clásico de la Figura 20-18 se puede integrar en un chip con todos los componentes que aparecen en la Figura 20-18, excepto R_G. Esta resistencia externa se utiliza para controlar la tensión del amplificador de instrumentación. Por ejemplo, el AD620 es un amplificador de instrumentación monolítico. La hoja de características ofrece esta ecuación para su ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{R_G} + 1 \qquad (20\text{-}17)$$

La cantidad 49,4 kΩ es la suma de las dos resistencias R_2. El fabricante del circuito integrado utiliza *el corte con láser* para obtener un valor preciso de 49,4 kΩ. El corte con láser consiste en quemar áreas de la resistencia integrada con un láser para obtener un valor de resistencia extremadamente preciso.

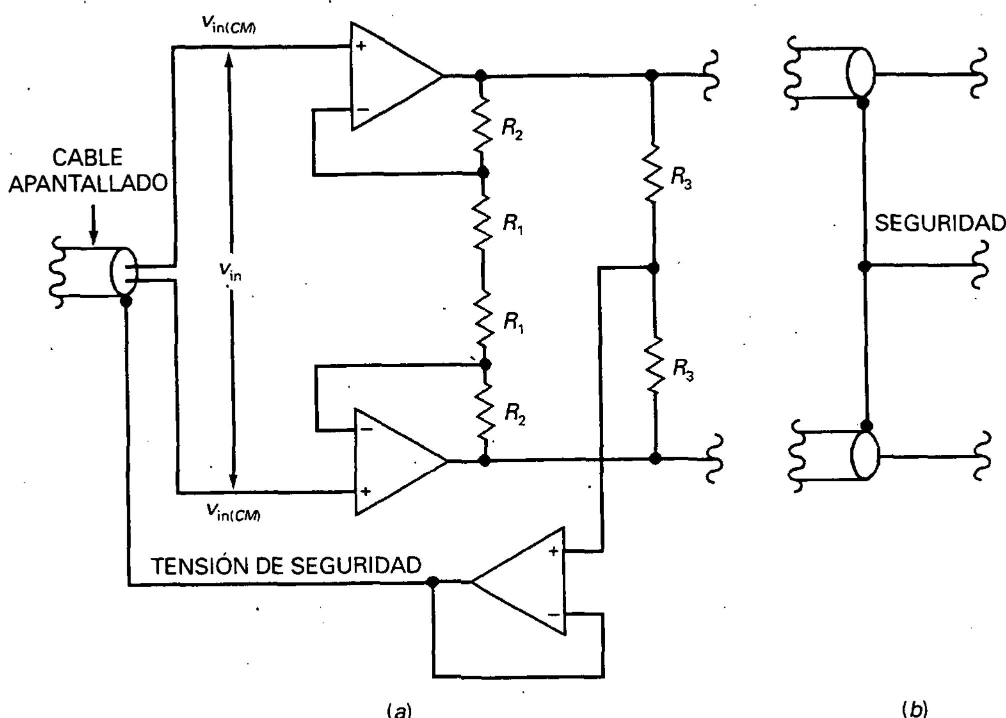


Figura 20-19. Excitación de seguridad para reducir las corrientes de fugas y capacidades del cable apantallado.

La Figura 20-20*a* muestra el AD620 con una R_G de 499 Ω. Ésta es una resistencia de precisión con una tolerancia de ±0,1 por 100. La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{499} + 1 = 100$$

El *patillaje* (numeración de los pines) del AD620 es similar al de un 741C, ya que los pines 2 y 3 son para las señales de entrada, pines 4 y 7 son para las fuentes de alimentación y el pin 6 es la salida. El pin 5 se muestra como masa en el encapsulado típico del AD620; pero esta patilla no tiene que estar forzosamente a masa. Si resulta necesario para conectarse con otro circuito, se puede añadir un offset a la señal de salida aplicando una tensión continua al pin 5.

Si se utiliza excitación de seguridad se debe modificar el circuito como se muestra en la Figura 20-20*b*. La tensión en modo común excita a un seguidor de tensión, cuya salida se conecta a la pantalla del cable. Si se emplean cables separados para cada entrada hay que acudir a una modificación similar.

En resumen, los amplificadores de instrumentación monolíticos tienen, típicamente, una ganancia de tensión entre 1 y 1.000 que se puede ajustar con una resistencia externa, una CMRR mayor de 100 dB, una impedancia

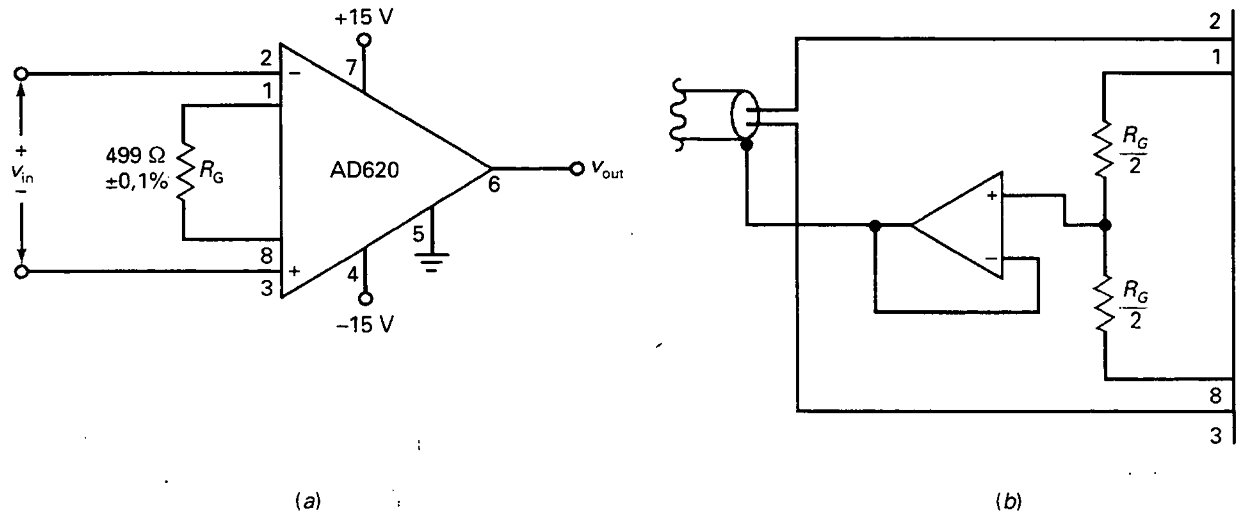


Figura 20-20. *a*) Un amplificador de instrumentación monolítico; *b*) excitación de seguridad con un AD620.

de entrada mayor de 100 MΩ, una tensión de offset de entrada menor de 0,1 mV, una deriva menor de 0,5 μV/°C y otros parámetros con valores destacados.

EJEMPLO 20-4

En la Figura 20-18, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 100 kΩ y R = 10 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial del amplificador de instrumentación? ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común si las tolerancias de las resistencias en la segunda etapa son 0,01 por 100? Si v_{in} = 10 mV y $v_{in(CM)}$ = 10 V, ¿cuáles son los valores de las señales de salida diferencial y en modo común?

SOLUCIÓN

Mediante las ecuaciones dadas en la Figura 20-18, la ganancia de tensión del preamplificador es:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 101$$

Como la ganancia de tensión de la segunda etapa es –1, la ganancia de tensión del amplificador de instrumentación es de –101.

La ganancia de tensión en modo común de la segunda etapa es:

$$A_{CM} = \pm 2(0{,}01\ \%) = \pm 2(0{,}0001) = \pm 0{,}0002$$

Debido a que la primera etapa tiene una ganancia de tensión en modo común de 1, la ganancia de tensión en modo común del amplificador de instrumentación es ±0,0002.

Una señal de entrada diferencial de 10 mV producirá una tensión de salida de:

$$v_{out} = -101(10 \text{ mV}) = -1{,}01 \text{ V}$$

Una señal en modo común de 10 V producirá una señal de salida de:

$$v_{out(CM)} = \pm 0{,}0002(10 \text{ V}) = \pm 2 \text{ mV}$$

Incluso aunque la señal de entrada en modo común es 1.000 veces mayor que la entrada diferencial, la CMRR del amplificador de instrumentación produce una señal de salida en modo común que es aproximadamente 500 veces menor que la señal de salida diferencial.

20-6. CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR SUMADOR

En el Capítulo 18 ya se introdujo el amplificador sumador. Ahora se presentan algunas variaciones de este circuito.

❑ El restador

La Figura 20-21 representa un circuito que resta dos tensiones de entrada para producir una tensión de salida igual a la diferencia entre v_1 y v_2. Así es como funciona: la entrada v_1 excita a un inversor con una ganancia de tensión unidad. La salida de la primera etapa es $-v_1$. Esta tensión es una de las entradas a la segunda etapa del circuito sumador. La otra entrada es v_2. Como la ganancia de cada canal es la unidad, la tensión de salida final es igual a v_1 menos v_2.

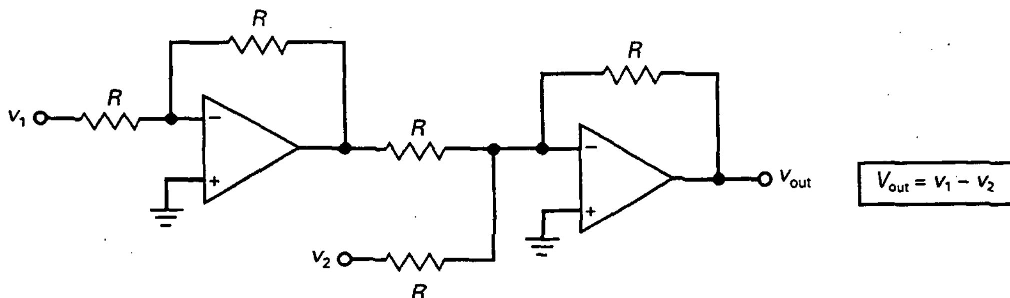


Figura 20-21. Restador.

❑ Sumador en ambas entradas

Algunas veces se puede ver un circuito como el de la Figura 20-22. Es simplemente un circuito sumador que tiene entradas inversoras y no inversoras. El lado inversor del amplificador tiene dos canales de entrada y el lado no inversor tiene otros dos canales. La ganancia total es la superposición de las ganancias de los canales.

La ganancia de cada canal inversor es el cociente de la resistencia de realimentación R_F y la resistencia de entrada del canal, bien R_1 o R_2. La ganancia de cada canal no inversor es:

$$\frac{R_F}{R_1 \parallel R_2} + 1$$

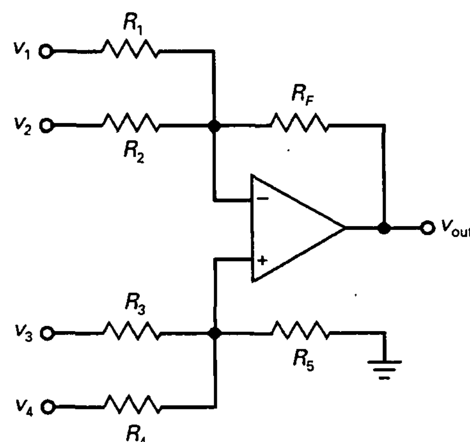
reducida por el factor del divisor de tensión del canal, o bien:

$$\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5}$$

o igualmenten:

$$\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5}$$

La Figura 20-22 muestra las ecuaciones para la ganancia de cada canal. Después de obtener la ganancia de cada canal se puede calcular la ganancia total de tensión.



$$v_{out} = A_1v_1 + A_2v_2 + A_3v_3 + A_4v_4$$

$$A_1 = \frac{-R_F}{R_1}$$

$$A_2 = \frac{-R_F}{R_1}$$

$$A_3 = \left(\frac{R_F}{R_1 \parallel R_2} + 1\right)\left(\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5}\right)$$

$$A_4 = \left(\frac{R_F}{R_1 \parallel R_2} + 1\right)\left(\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5}\right)$$

Figura 20-22. Amplificador sumador utilizando ambos lados del amplificador operacional.

❑ El promediador

La Figura 20-23 representa un *promediador*, un circuito cuya salida es igual al promedio de todas las tensiones de entrada. Cada canal tiene una ganancia de tensión de:

$$A_v = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

Cuando se suman todas las salidas amplificadas se obtiene una salida que es el promedio de todas las tensiones de entrada.

El circuito mostrado en la Figura 20-23 tiene tres entradas. Se puede utilizar cualquier número de entradas, siempre que la resistencia de entrada de cada canal se cambie por nR, donde n es el número de canales.

❑ Convertidor D/A

En electrónica digital, un *convertidor digital a analógico (D/A)* es un circuito de suma ponderada que produce una salida igual a la suma ponderada de las entradas. El *peso* es el mismo que la ganancia de cada canal. Por ejemplo, la Figura 20-24 muestra un convertidor D/A. Las ganancias de los canales son:

$$A_3 = -1$$

$$A_2 = -0{,}5$$

$$A_1 = -0{,}25$$

$$A_0 = -0{,}125$$

Las tensiones de entrada son digitales o de dos estados, lo que significa que tienen un valor de 1 o de 0. Con 4 entradas hay 16 posibles combinaciones de entrada de $v_3v_2v_1v_0$: 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110 y 1111.

Cuando todas las entradas son cero (0000), la salida es:

$$v_{out} = 0$$

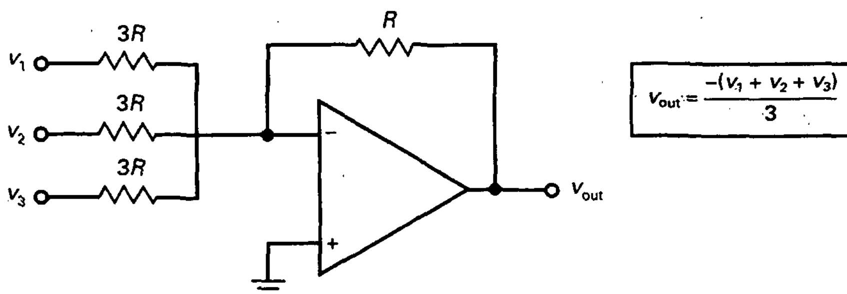


Figura 20-23. Circuito promediador.

Cuando $v_3v_2v_1v_0$ es 0001, la salida es:

$$v_{out} = -(0,125) = -0,125$$

Cuando $v_3v_2v_1v_0$ es 0010, la salida vale:

$$v_{out} = -(0,25) = -0,25$$

y así sucesivamente. Cuando las entradas son todas 1 (1111), la salida es máxima e igual a:

$$v_{out} = -(1 + 0,5 + 0,25 + 0,125) = -1,875$$

Si el convertidor D/A de la Figura 20-24 es excitado por un circuito que produce la secuencia de números 0000 a 1111 dada anteriormente, producirá estas tensiones de salida: 0, –0,125, –0,25, –0,375, –0,5, –0,625, –0,75, –0,875, –1, –1,125, –1,25, –1,375, –1,5, –1,625, –1,75 y –1,875. Cuando se ve con un osciloscopio, la tensión de salida del convertidor D/A parecerá una escalera descendente como la de la Figura 20-24*b*.

Un convertidor D/A de 4 entradas tiene 16 posibles salidas, un convertidor D/A de 8 entradas tiene 256 posibles salidas y un convertidor D/A de 16 entradas tiene 65.536 posibles salidas. Esto significa que la tensión en escalera descendente de la Figura 20-24*b* puede tener 256 escalones con un convertidor de 8 entradas y 65.536 escalones con un convertidor de 16 entradas. Una tensión en escalera descendente como ésta se utiliza en polímetros digitales junto con otros circuitos para medir la tensión numéricamente.

EJEMPLO 20-5

En la Figura 20-22, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 2 kΩ, R_3 = 3 kΩ, R_4 = 4 kΩ, R_5 = 5 kΩ y R_F = 6 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión en cada canal?

SOLUCIÓN

Mediante las ecuaciones dadas en la Figura 20-22, las ganancias de tensión son:

$$A_1 = \frac{-6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = -6$$

$$A_2 = \frac{-6\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega} = -3$$

$$A_3 = \left(\frac{6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{4\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega}{3\ \text{k}\Omega + 4\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega} = 4{,}26$$

$$A_4 = \left(\frac{6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{3\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega}{4\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega} = 3{,}19$$

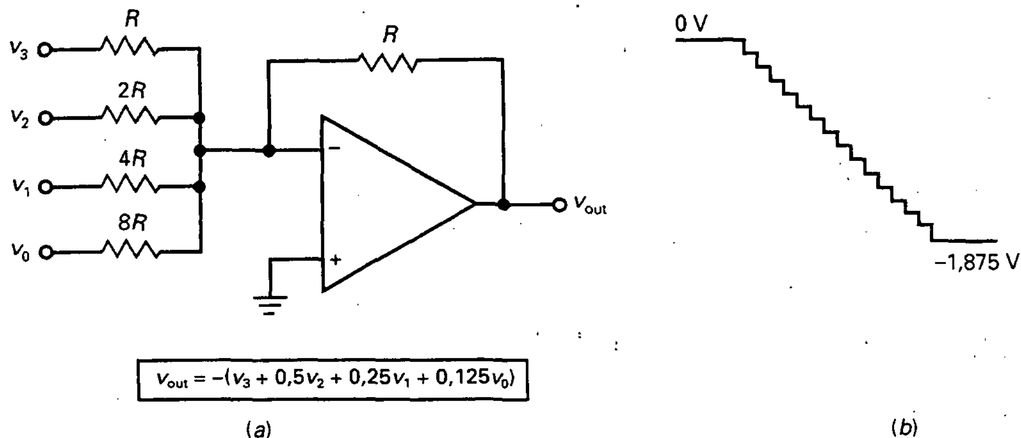


Figura 20-24. El convertidor D/A cambia la entrada digital en una tensión analógica.

20-7. AMPLIFICADORES DE CORRIENTE

La corriente de salida en cortocircuito típica de un amplificador operacional es 25 mA o menos. Una forma de obtener más corriente de salida consiste en usar un amplificador operacional de potencia como el LM675 o LM12. Estos amplificadores operacionales tienen corrientes de salida en cortocircuito de 3 y 10 A. Otra manera de tener más corriente de salida en cortocircuito es con un *amplificador de corriente*, un transistor de potencia u otro dispositivo que tiene una ganancia de corriente y una limitación superior de corriente mayor que la del amplificador operacional.

❑ Amplificador de corriente unidireccional

La Figura 20-25 muestra una forma de incrementar la máxima corriente por la carga. La salida de un amplificador operacional excita a un seguidor de emisor. La ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (20\text{-}18)$$

En este circuito el amplificador operacional ya no tiene que proporcionar la corriente a la carga. En lugar de ello, sólo tiene que proporcionar la corriente de base al seguidor de emisor. Debido a la ganancia de corriente del transistor, la máxima corriente por la carga se incrementa hasta:

$$I_{\text{máx}} = \beta_{dc} I_{SC} \qquad (20\text{-}19)$$

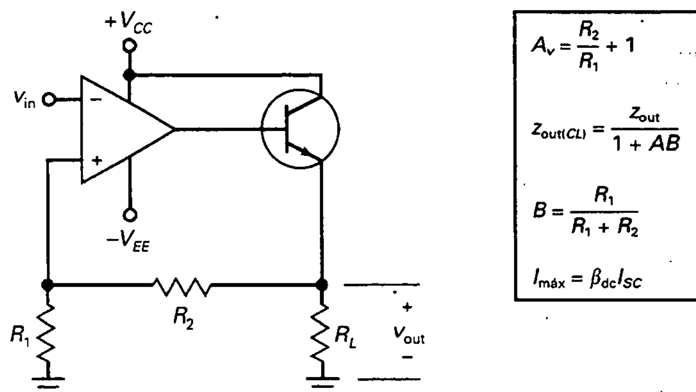


Figura 20-25. El amplificador de corriente unidireccional incrementa la corriente de salida en cortocircuito.

donde I_{SC} es la corriente de salida en cortocircuito del amplificador operacional. Esto significa que un operacional como el 741C puede tener una máxima corriente de salida de 25 mA multiplicada por un factor β_{dc}. Por ejemplo, un BU806 es un transistor de potencia *npn* con β_{dc} = 100. Si se utiliza con un 741C, la corriente de salida en cortocircuito se convierte en:

$$I_{máx} = 100(25 \text{ mA}) = 2{,}5 \text{ A}$$

El circuito puede manejar cargas de baja impedancia porque la realimentación negativa reduce la impedancia de salida del seguidor de emisor en un factor de $1 + AB$. Como el seguidor de emisor ya tiene una impedancia baja, la impedancia de salida en lazo cerrado será muy pequeña.

❑ Corriente bidireccional

La desventaja del inyector de corriente mostrado en la Figura 20-25 es su *corriente de carga unidireccional.* La Figura 20-26 muestra una forma de obtener una *corriente de carga bidireccional.* Un amplificador inversor excita a un seguidor de emisor clase B en contrafase. En este circuito, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \qquad (20\text{-}20)$$

Cuando la tensión de entrada es positiva, el transistor inferior conduce y la tensión en la carga es negativa. Cuando la tensión de entrada es negativa, el transistor superior conduce y la tensión de salida es positiva. En cualquiera de los dos casos se incrementa la máxima corriente de salida por un factor igual a la ganancia del transistor que conduce. Como el seguidor de emisor clase B en contrafase está dentro del lazo de realimentación, la impedancia de salida en lazo cerrado es muy pequeña.

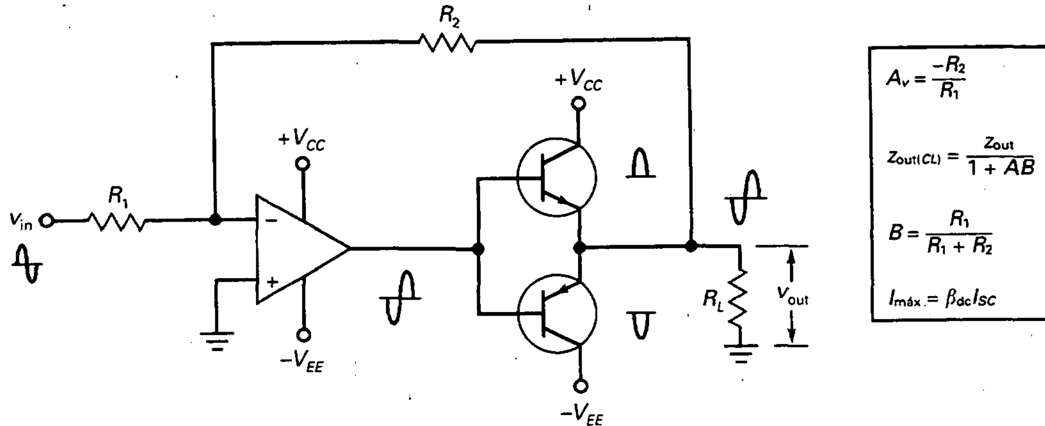


Figura 20-26. Amplificador de corriente bidireccional.

❑ Amplificadores operacionales de excursión máxima

Los amplificadores de corriente se utilizan algunas veces en la etapa final de un amplificador operacional. Por ejemplo, el MC33206 es un *amplificador operacional de excursión máxima* con corriente amplificada de salida de 80 mA. El funcionamiento con *excursión máxima* significa que las tensiones de entrada y salida pueden oscilar en el margen de tensiones completo entre la alimentación positiva y negativa.

Por ejemplo, el 741C no tiene salida de excursión máxima porque ésta siempre es 1 o 2 V menos que cada tensión de alimentación. Por otro lado, el MC33206 tiene salida de excursión máxima porque su tensión de salida puede variar en un margen que se acerca hasta 50 mV por debajo de cada tensión de alimentación, lo suficiente para calificarlo como excursión máxima. Los amplificadores operacionales de excursión máxima permiten que los diseñadores aprovechen todo el margen de tensiones entre ambas tensiones de alimentación.

EJEMPLO 20-6

En la Figura 20-26, $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$ y $R_2 = 51\ \text{k}\Omega$. Si se utiliza el 741C, ¿cuál es la ganancia de tensión del circuito? ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado? ¿Cuál es la corriente de salida en cortocircuito si cada transistor tiene una ganancia de corriente de 125?

SOLUCIÓN

Mediante las ecuaciones dadas en la Figura 20-26, la ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{-51\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = -51$$

La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega + 51\ \text{k}\Omega} = 0{,}0192$$

Como el 741C tiene una ganancia de tensión típica de 100.000 y una impedancia de salida en lazo abierto de 75 Ω, la impedancia de salida en lazo cerrado es:

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{1 + (100.000)(0{,}0192)} = 0{,}039\ \Omega$$

Dado que el 741C tiene una corriente de salida en cortocircuito de 25 mA, el valor amplificado de la corriente de salida en cortocircuito es:

$$I_{máx} = 125(25\ \text{mA}) = 3{,}13\ \text{A}$$

20-8. FUENTES DE CORRIENTE CONTROLADAS POR TENSIÓN

En esta sección se estudian circuitos que permiten que una tensión de entrada controle una corriente de salida. La carga puede estar flotante o conectada a masa. Todos los circuitos son variaciones del prototipo VCIS comentado en el Capítulo 19, lo que significa que todos son amplificadores de corriente controlados por tensión.

La Figura 20-27 representa el prototipo VCIS. La carga puede ser una resistencia, un relé o un motor. Debido al cortocircuito virtual entre los terminales de entrada, la entrada inversora es autoelevada hasta una diferencia de tensión del orden de los microvoltios con la entrada no inversora. Como aparece una tensión v_{in} en los extremos de R, la corriente por la carga es:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20-21}$$

La resistencia por la carga no aparece en esta ecuación, con lo que la corriente es independiente de la carga. Dicho de otra forma, la carga parece estar excitada por una fuente de corriente constante. Como ejemplo, si v_{in} es 1 V y R es 1 kΩ, i_{out} es 1 mA.

Si la resistencia de carga de la Figura 20-27 es demasiado grande, el amplificador operacional se satura y el circuito ya no actúa como una fuente de corriente constante. Si se utiliza un amplificador operacional con excursión máxima, la salida puede tomar cualquier valor de tensión hasta $+V_{CC}$. Por tanto, la máxima tensión en la carga es:

$$V_{L(máx)} = V_{CC} - v_{in} \tag{20-22}$$

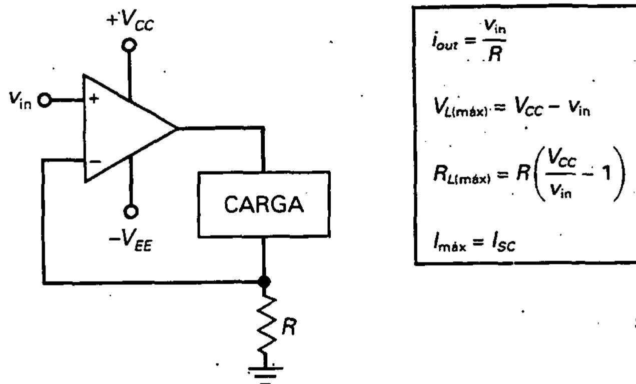


Figura 20-27. VCIS unidireccional con carga flotante.

Por ejemplo, si V_{CC} es 15 V y v_{in} es 1 V, $V_{L(máx)}$ es 14 V. Si el operacional no tiene una salida de excursión máxima, se pueden restar 1 o 2 V de $V_{L(máx)}$.

Como la corriente por la carga es igual a v_{in}/R, se puede derivar la siguiente ecuación para la máxima resistencia de carga que se puede utilizar sin saturar el amplificador operacional:

$$R_{L(máx)} = R\left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1\right) \tag{20-23}$$

Como ejemplo, si R es 1 kΩ, V_{CC} es 15 V, y v_{in} es 1 V, entonces $R_{L(máx)}$ = 14 kΩ.

Otra limitación en una fuente de corriente controlada por tensión es la corriente de salida en cortocircuito del amplificador operacional. Por ejemplo, un 741C tiene una corriente de salida en cortocircuito de 25 mA. En el Capítulo 18 se vieron las corrientes de salida en cortocircuito de varios amplificadores operacionales (Tabla 18-2). La corriente de salida en cortocircuito que sale de la fuente de corriente controlada de la Figura 20-27 es:

$$I_{máx} = I_{SC} \tag{20-24}$$

donde I_{SC} es la corriente de salida en cortocircuito del amplificador operacional.

❑ Carga puesta a masa

Si se requiere una *carga flotante,* un circuito como el representado en la Figura 20-27 funciona bastante bien. Pero si se necesita que la carga tenga un terminal a masa, se puede modificar el circuito básico como se observa en la Figura 20-28. Como las corrientes de colector y de emisor del transistor son casi iguales, la corriente a través de R es aproximadamente igual a la corriente por la carga. Debido a que la tensión de la entrada inversora tiene una diferencia de potencial del orden de los microvoltios respecto de la entrada no inversora, la tensión de la entrada inversora es aproximadamente

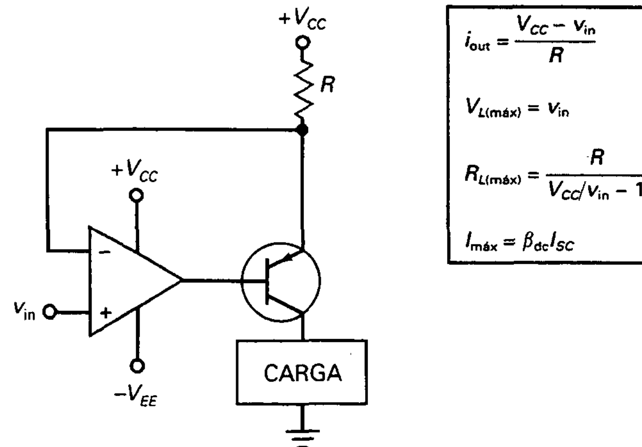


Figura 20-28. VCIS unidireccional con carga puesta a masa.

igual a v_{in}. Este hecho significa que la tensión en extremos de R es igual a V_{CC} menos v_{in}. En consecuencia, la corriente por R es igual a:

$$i_{out} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \tag{20-25}$$

La Figura 20-28 indica las ecuaciones para la máxima tensión en la carga, la máxima resistencia de carga y la corriente de salida en cortocircuito. Nótese que el circuito utiliza un amplificador de corriente en el lado de salida, lo que incrementa la corriente de salida en cortocircuito hasta:

$$I_{máx} = \beta_{dc} I_{SC} \tag{20-26}$$

❑ Corriente de salida directamente proporcional a la tensión de entrada

En la Figura 20-28, la corriente por la carga disminuye cuando la tensión de entrada aumenta. La Figura 20-29 muestra un circuito en el que la corriente por la carga es directamente proporcional a la tensión de entrada. Debido al cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del primer operacional, la corriente de emisor en Q_1 es v_{in}/R. Como la corriente de colector de Q_1 es aproximadamente la misma que la corriente de emisor, la tensión a través de la resistencia de colector R es v_{in} y la tensión en el nudo A es:

$$V_A = V_{CC} - v_{in}$$

Ésta es la entrada no inversora al segundo operacional.

A causa del cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del segundo operacional, la tensión en el nudo B es:

$$V_B = V_A$$

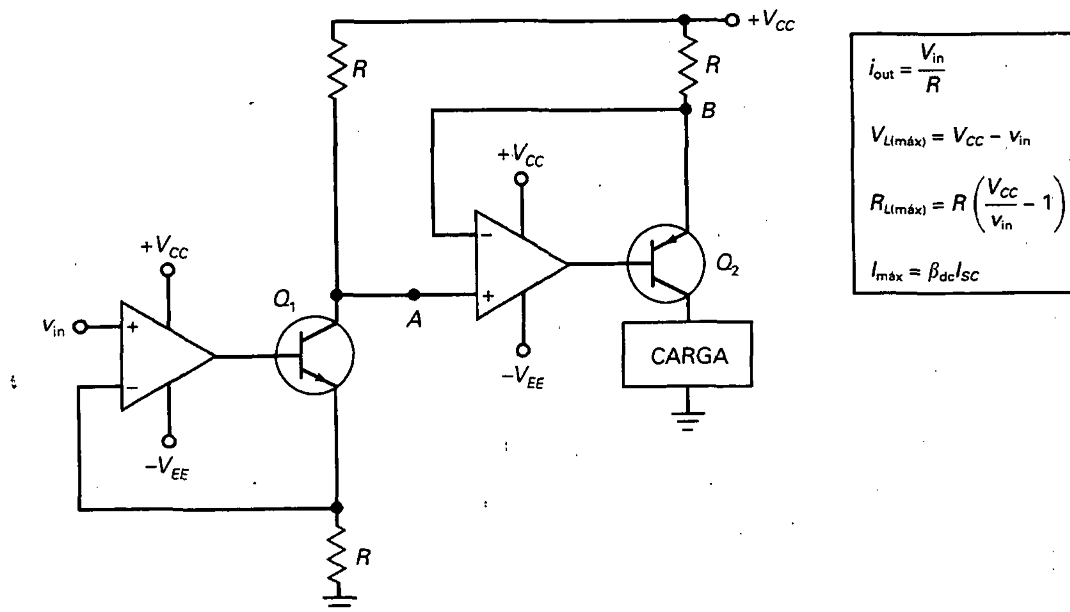


Figura 20-29. Otro VCIS unidireccional con carga puesta a masa.

La tensión a través de la última R es:

$$V_R = V_{CC} - V_B = V_{CC} - (V_{CC} - v_{in}) = v_{in}$$

Por tanto, la corriente de salida es, aproximadamente:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \qquad (20\text{-}27)$$

La Figura 20-29 muestra las ecuaciones para analizar el circuito. De nuevo, un amplificador de corriente incrementa la corriente de salida en cortocircuito por un factor de β_{dc}.

❑ Fuente de corriente Howland

La fuente de corriente de la Figura 20-29 produce una corriente de carga unidireccional. Cuando se necesita una corriente bidireccional se puede utilizar la fuente de corriente Howland de la Figura 20-30. Como una primera aproximación a su funcionamiento, considérese el caso especial $R_L = 0$. Cuando la carga está cortocircuitada, la entrada no inversora está puesta a masa, la entrada inversora es una masa virtual y la tensión de salida es:

$$v_{out} = -v_{in}$$

En el otro lado del circuito la tensión de salida aparecerá a través de R en serie con la carga cortocircuitada. La corriente a través de R es:

$$i_{out} = \frac{-v_{in}}{R} \qquad (20\text{-}28)$$

Cuando la carga está cortocircuitada toda esta corriente fluye a través de la carga. El signo negativo significa que la tensión en la carga está invertida.

Cuando la resistencia de carga es mayor que cero, el análisis es mucho más complicado porque la entrada no inversora ya no está puesta a masa y la entrada inversora ya no es una masa virtual. En lugar de ello, la tensión de entrada no inversora es igual a la tensión a través de la resistencia de carga. Después de desarrollar algunas ecuaciones se puede demostrar que la Ecuación (20-28) todavía es válida para cualquier resistencia, siempre que el amplificador operacional no se sature. Como R_L no aparece en la ecuación, el circuito actúa como una fuente de corriente constante.

La Figura 20-30 muestra las ecuaciones de análisis. Por ejemplo, si $V_{CC} = 15$, $v_{in} = 3$ V y $R = 1$ kΩ, la máxima resistencia de carga que se puede utilizar sin saturar el operacional es:

$$R_{L(\text{máx})} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{2}\left(\frac{15\ \text{V}}{3\ \text{V}} - 1\right) = 2\ \text{k}\Omega$$

EJEMPLO 20-7

Si la fuente de corriente de la Figura 20-27 tiene R = 10 kΩ, $v_{in} = 1$ V y $V_{CC} = 15$ V, ¿cuál es la corriente de salida? ¿Cuál es la máxima resistencia de carga que se puede utilizar con este circuito si v_{in} puede ser tan grande como 10 V?

SOLUCIÓN

Mediante las ecuaciones de la Figura 20-27, la corriente de salida es:

$$i_{out} = \frac{1\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 0{,}1\ \text{mA}$$

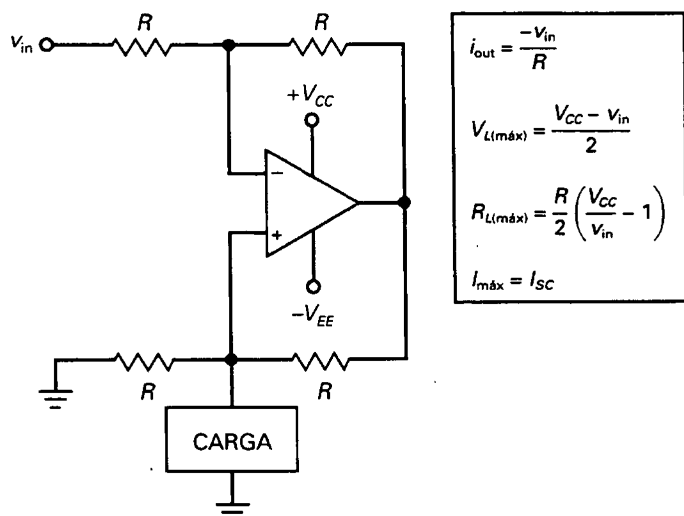


Figura 20-30. Una fuente de corriente Howland es un VCIS bidireccional.

La máxima resistencia de carga es:

$$R_{L(máx)} = (10\ k\Omega)\left(\frac{15\ V}{10\ V} - 1\right) = 5\ k\Omega$$

EJEMPLO 20-8

La fuente de corriente Howland de la Figura 20-30 tiene $R = 15\ k\Omega$, $v_{in} = 3\ V$ y $V_{CC} = 15\ V$. ¿Cuál es la corriente de salida? ¿Cuál es la máxima resistencia de carga que se puede utilizar con este circuito si la máxima tensión de entrada es de 9 V?

SOLUCIÓN

Con las ecuaciones de la Figura 20-30:

$$i_{out} = \frac{-3\ V}{15\ k\Omega} = -0{,}2\ mA$$

La máxima resistencia de carga es:

$$R_{L(máx)} = \frac{15\ k\Omega}{2}\left(\frac{15\ V}{12\ V} - 1\right) = 1{,}88\ k\Omega$$

20-9. CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

CAG son las siglas de *control automático de ganancia.* En muchas aplicaciones, como en radio y en televisión, queremos que la ganancia de tensión cambie automáticamente cuando la señal de entrada cambie. Concretamente, cuando la señal de entrada se incremente, queremos que la ganancia de tensión disminuya. De esta manera, la tensión de salida será más o menos constante. La razón de querer el CAG en radio o televisión es evitar que el nivel de sonido de la señal cambie bruscamente cuando sintonizamos emisoras diferentes.

❑ CAG de audio

La Figura 20-31 muestra un circuito de audio con CAG. Q_1 es un FET que se usa como resistencia controlada por tensión. Para un funcionamiento en pequeña señal con tensión de drenador cercana a cero, el FET funciona en la zona óhmica y tiene una resistencia de $r_{ds(on)}$ para señales alternas. La $r_{ds(on)}$ de un FET puede ser controlada por la tensión de puerta. Cuanto más negativo sea V_{GS}, mayor es $r_{ds(on)}$. En un FET como el 2N4861, $r_{ds(on)}$ puede variar desde 100 Ω hasta más de 10 MΩ. La combinación de R_3 y Q_1 actúa como un divisor de tensión cuya salida fluctúa entre 0,001 v_{in} y v_{in}; un in-

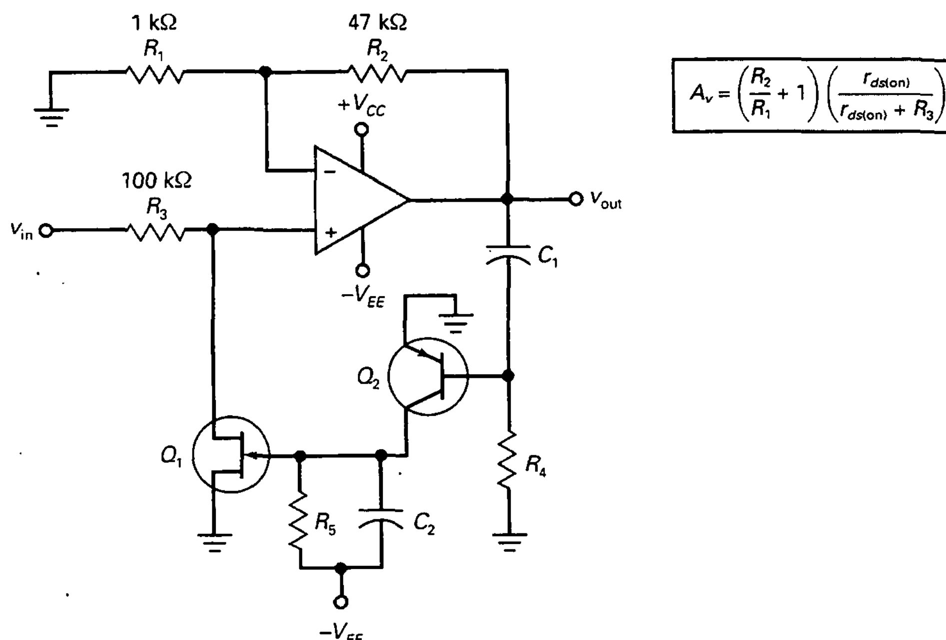


Figura 20-31. En un circuito con CAG, el FET se utiliza como una resistencia controlada por tensión.

tervalo de 60 dB. La tensión de la salida amplificada es $R_1/R_2 + 1$ veces la tensión de entrada.

En la Figura 20-31, la tensión de salida está acoplada a la base de Q_2. Para salidas pico a pico menores que 1,4 V, Q_2 está en la zona de corte. En este caso, el condensador C_2 se encuentra descargado y la tensión en la puerta de Q_1 es $-V_{EE}$, suficiente para que entre en la zona de corte el FET. Este hecho implica que casi toda la tensión de entrada alcanza la entrada no inversora. En otras palabras, una tensión de salida menor de 1,4 V pico a pico hace que el circuito actúe como un amplificador no inversor de tensión con una señal de entrada máxima.

Cuando la salida tiene una tensión pico a pico mayor de 1,4 V, Q_2 conduce parte del semiciclo negativo, lo cual carga el condensador C_2 e incrementa la tensión de la puerta por encima del nivel de polarización de $-V_{EE}$. Cuando este hecho sucede, $r_{ds(on)}$ disminuye, y a la vez se reduce la salida del divisor de tensión R_3 y Q_1, lo que quiere decir que hay menor tensión de entrada en la entrada no inversora. Dicho de otra manera, la ganancia de tensión total del circuito disminuye cuando la tensión de salida pico a pico es superior a 1,4 V.

La función del circuito de CAG es variar la ganancia de tensión, según se vaya necesitando, para mantener la tensión de salida aproximadamente constante. De esta manera, la ganancia de tensión disminuye si la tensión de entrada aumenta y viceversa. Una razón para utilizar el CAG es evitar incrementos repentinos en el nivel de la señal que sobreexciten un altavoz. Por ejemplo, si se escucha la radio, no es agradable un incremento inesperado en la señal que bombardee en los oídos. En resumen, aun cuando la tensión de

entrada de la Figura 20-31 varíe en un intervalo de 60 dB, la salida pico a pico es ligeramente mayor de 1,4 V.

❑ CAG de vídeo de bajo nivel

La señal que sale de una cámara de televisión tiene frecuencias que van desde 0 hasta más allá de los 4 MHz. Las frecuencias en este rango se denominan *frecuencias de vídeo*. En la Figura 20-32 se presenta una técnica común de CAG de vídeo que se ha utilizado con frecuencias superiores a los 10 MHz. En este circuito el FET actúa como una resistencia controlada por la tensión. Cuando la tensión CAG es cero, el FET está en corto debido a la polarización negativa y su $r_{ds(on)}$ es máxima. A medida que la tensión CAG se incrementa, la $r_{ds(on)}$ del FET disminuye. La señal que excita la entrada inversora del amplificador es

$$v_A = \frac{R_6 + r_{ds(on)}}{R_5 + R_6 + r_{ds(on)}} v_{in}$$

La ganancia de tensión del amplificador inversor es:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1}$$

En este circuito el FET actúa como una resistencia regulada por una tensión que se controla por medio de $+V_{CAG}$. Cuanto más positiva sea la tensión CAG, menor es el valor de $r_{ds(on)}$ y más pequeña es la tensión en la entrada del amplificador inversor. Este hecho significa que la tensión de CAG controla la ganancia de tensión total del circuito.

Con un amplificador operacional de banda ancha, el circuito funciona adecuadamente para señales de entrada hasta aproximadamente de 100 mV. Para valores superiores a los de este nivel, la resistencia es función del nivel de la señal además de la tensión CAG. Esto no es deseable porque sólo la tensión CAG debe controlar la ganancia de tensión total.

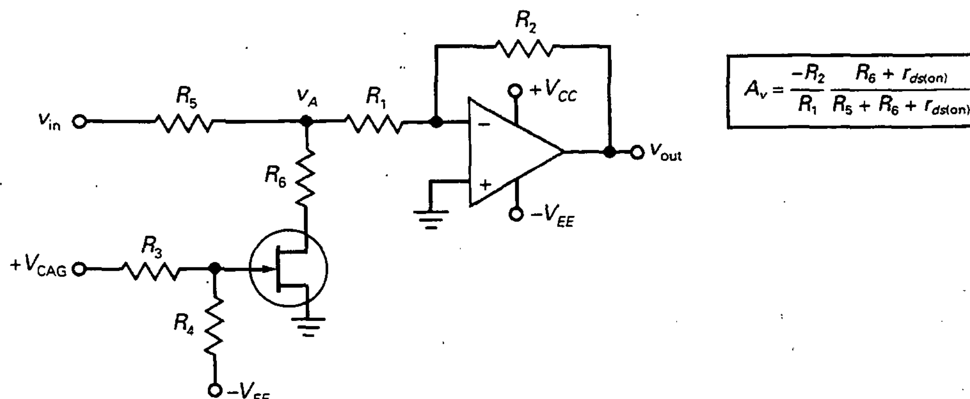


Figura 20-32. Circuito CAG utilizado con señales de entrada pequeñas.

❑ CAG de vídeo de alto nivel

Para señales de vídeo de alto nivel, podremos reemplazar el FET por una combinación LED-fotorresistor, como la de la Figura 20-33. La resistencia, R_7, del fotorresistor disminuye a medida que aumenta la cantidad de luz. Por esta razón, a mayor tensión CAG, menor valor de R_7. Como antes, el divisor de tensión de entrada controla la tensión que excita al amplificador inversor. Esta tensión está dada por

$$v_A = \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7} v_{in}$$

El circuito puede trabajar con tensión de entrada hasta de 10 V, ya que la resistencia del fotorresistor no se ve afectada por tensiones elevadas y sólo es función de V_{CAG}. Obsérvese también que hay un aislamiento casi total entre la tensión CAG y la tensión de entrada v_{in}.

EJEMPLO 20-9

Si r_{ds} varía de 50 Ω a 120 kΩ en la Figura 20-31, ¿cuál es la máxima ganancia de tensión? ¿Cuál es la mínima ganancia de tensión?

SOLUCIÓN

Utilizando los valores y ecuaciones de la Figura 20-31, la máxima ganancia de tensión es:

$$A_v = \left(\frac{47\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{120\ \text{k}\Omega}{120\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega} = 26{,}2$$

La mínima ganancia de tensión vale:

$$A_v = \left(\frac{47\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{50\ \Omega}{50\ \Omega + 100\ \text{k}\Omega} = 0{,}024$$

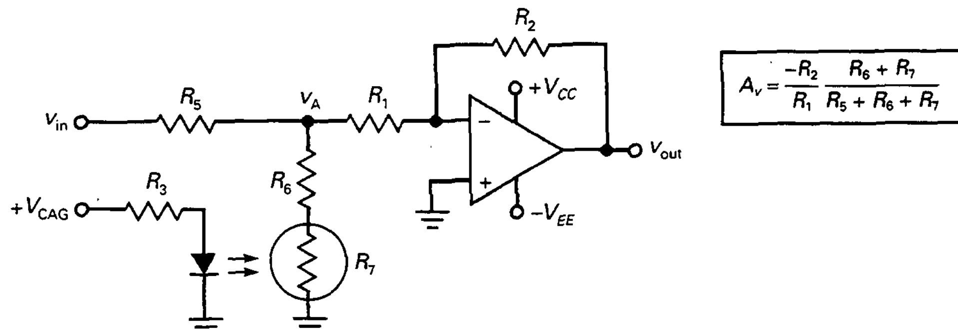


Figura 20-33. Circuito CAG utilizado con señales de entrada grandes.

20-10. FUNCIONAMIENTO CON UNA SOLA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

La forma habitual de alimentar un amplificador operacional es mediante fuentes dobles. Pero esto no es necesario o, incluso, lo deseable para algunas aplicaciones. En esta sección se estudian amplificadores inversores y no inversores que funcionan con una sola fuente de alimentación.

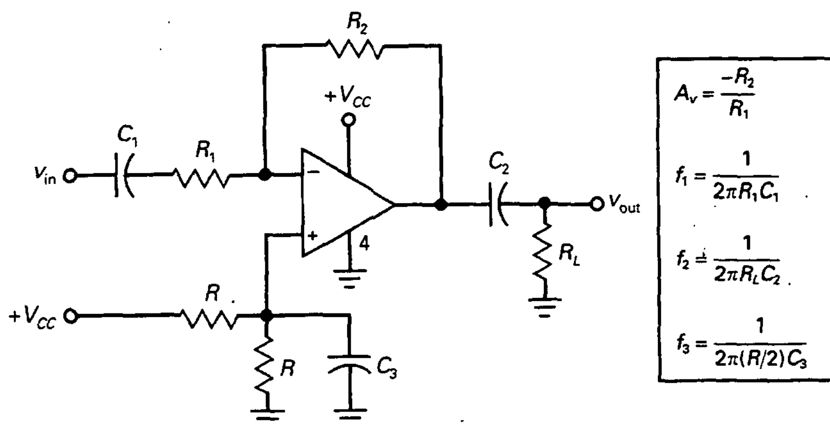
❑ Amplificador inversor

La Figura 20-34 representa un amplificador de tensión inversor con una sola fuente de alimentación que se puede utilizar con señales alternas. El terminal de V_{EE} (pin 4) está a masa, y un divisor de tensión aplica la mitad de la alimentación V_{CC} a la entrada no inversora. Como las dos entradas están en cortocircuito virtual, la entrada inversora tiene una tensión de polarización de aproximadamente $+0{,}5V_{CC}$.

En el circuito equivalente de continua todos los condensadores están abiertos y el circuito se comporta como un seguidor de tensión que produce una tensión continua de salida de $+0{,}5V_{CC}$. Los offsets de entrada se ven minimizados porque la ganancia de tensión es la unidad.

En el circuito equivalente para señal todos los condensadores están en corto y el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia de tensión de $-R_2/R_1$. La Figura 20-34 indica las ecuaciones de análisis; utilizándolas se pueden calcular las tres frecuencias de corte inferiores.

En la Figura 20-34 se muestra un condensador de desacoplo en la entrada no inversora. Este condensador reduce el rizado y el ruido de la fuente de alimentación que pueda pasarse a la entrada no inversora. Para que sea efectivo, la frecuencia de corte del circuito de desacoplo debe ser mucho menor que la frecuencia de rizado de la fuente de alimentación. Se puede calcular la frecuencia de corte de este circuito de desacoplo con la ecuación dada en la Figura 20-34.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi (R/2) C_3}$$

Figura 20-34. Amplificador inversor con una sola fuente de alimentación.

❑ Amplificador no inversor

En la Figura 20-35 sólo se está usando una fuente de alimentación positiva. Para obtener la máxima variación en la salida se necesita polarizar la entrada no inversora a la mitad de la tensión de alimentación, lo que se consigue de forma conveniente con un divisor de tensión de resistencias iguales. Esto produce una tensión continua de entrada de $+0{,}5V_{CC}$ en la entrada no inversora. Debido a la realimentación negativa, la entrada inversora se autoeleva al mismo valor.

En el circuito equivalente de continua todos los condensadores están abiertos y el circuito tiene una ganancia de tensión unidad, lo cual minimiza la tensión de offset de salida. La tensión continua de salida del amplificador operacional es $+0{,}5V_{CC}$, pero está bloqueada hacia la carga por el condensador de acoplo de salida.

En el circuito equivalente para señal todos los condensadores están en corto. Cuando una señal alterna excita el circuito aparece una señal de salida amplificada a través de R_L. Si se utiliza un amplificador operacional con excursión máxima, la máxima salida pico a pico no recortada es V_{CC}. La Figura 20-35 da las ecuaciones para calcular las frecuencias de corte.

❑ Amplificadores operacionales con una fuente de alimentación

Aunque se pueden utilizar amplificadores operacionales normales con una sola fuente de alimentación, como se vio en las Figuras 20-34 y 20-35, existen algunos amplificadores operacionales que están optimizados para ser utilizados con una única fuente de alimentación. Por ejemplo, el LM324 es un amplificador operacional cuádruple que elimina la necesidad de fuentes dobles. Contiene cuatro operacionales compensados internamente en un solo encapsulado, cada uno con una ganancia de tensión en lazo cerrado de 100 dB, corriente de polarización de entrada de 45 nA, corriente de offsset de entrada de 5 nA y tensión de offset de entrada de 2 mV. Utiliza una sola fuente de tensión positiva que puede tener cualquier valor entre 3 y 32 V. Debido a esto, el LM324 se puede utilizar como interface con circuitos digitales que utilizan una sola fuente de alimentación positiva de +5 V.

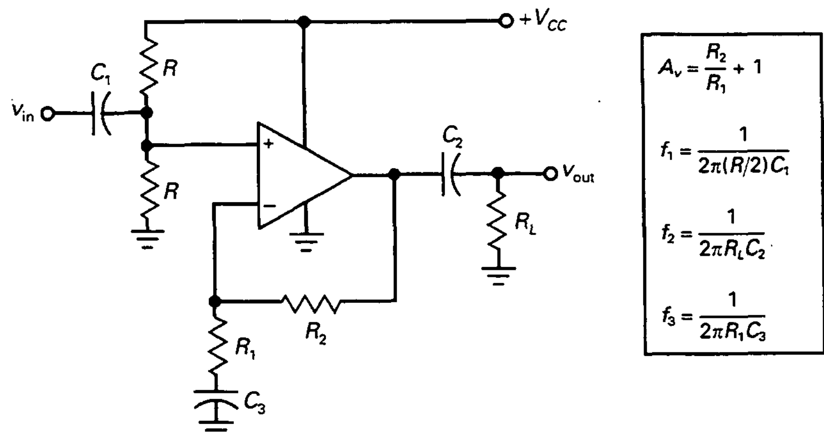


Figura 20-35. Amplificador no inversor con una sola fuente de alimentación.

RESUMEN

Sección 20-1. Circuitos con amplificador inversor

Los circuitos con amplificador inversor comentados en esta sección fueron una sonda de alta impedancia (X10 y X1), un amplificador acoplado y un circuito con ancho de banda ajustable.

Sección 20-2. Circuitos con amplificador no inversor

Los circuitos con amplificador no inversor comentados en esta sección fueron un amplificador de alterna, un amplificador de distribución de audio, un amplificador conmutable con FET y una referencia de tensión.

Sección 20-3. Circuitos inversor/no inversor

Los circuitos comentados en esta sección fueron el inversor/no inversor conmutable, el inversor conmutable controlado por un FET, el cambiador de signo, el circuito de ganancia ajustable y reversible y el desfasador.

Sección 20-4. Amplificadores diferenciales

Hay dos factores que determinan la CMRR total de un amplificador diferencial: la CMRR de cada amplificador operacional y la CMRR de las resistencias adaptadas. La señal de entrada es normalmente una pequeña tensión diferencial y una gran tensión en modo común que vienen de un puente de Wheatstone.

Sección 20-5. Amplificadores de instrumentación

Un amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial optimizado para tener una gran ganancia de tensión, una alta CMRR, offsets de entrada pequeños, poca deriva y una impedancia de entrada alta. Los amplificadores de instrumentación se pueden construir con los clásicos circuitos discretos de tres operacionales, utilizando operacionales de precisión o en un circuito integrado.

Sección 20-6. Circuitos con amplificador sumador

Los circuitos tratados en esta sección fueron el restador, el sumador en ambas entradas, el promediador y el convertidor D/A. Este último se utiliza en polímetros digitales para medir tensiones, corrientes y resistencias.

Sección 20-7. Amplificadores de corriente

Cuando la corriente de salida en cortocircuito de un amplificador operacional es demasiado pequeña, una solución consiste en utilizar un amplificador de corriente en el lado de salida del circuito. Un amplificador de corriente es un transistor cuya corriente de base es proporcionada por el amplificador operacional. Debido a la ganancia de corriente del transistor, la corriente de salida en cortocircuito se ve incrementada por un factor β.

Sección 20-8. Fuentes de corriente controladas por tensión

Se pueden construir fuentes de corriente que estén controladas mediante una tensión de entrada. Las cargas pueden ser flotantes o puestas a masa. Las corrientes de carga pueden ser unidireccionales o bidireccionales. La fuente de corriente Howland es una fuente de corriente bidireccional controlada por tensión.

Sección 20-9. Control automático de ganancia

En muchas aplicaciones se desea que la ganancia de tensión varíe automáticamente para mantener una tensión de salida casi constante. En los receptores de radio y televisión, el CAG previene una elevación repentina del volumen del sonido que sale de los altavoces.

Sección 20-10. Funcionamiento con una sola fuente de alimentación

Aunque los amplificadores operacionales utilizan normalmente fuentes dobles, existen aplicaciones para las que se prefiere utilizar una sola fuente de alimentación. Cuando se necesitan amplificadores de alterna, la implementación de los amplificadores de fuente única se realiza polarizando el lado carente de señal del operacional a la mitad de la tensión de alimentación positiva. Algunos amplificadores operacionales están optimizados para su utilización con una sola fuente de alimentación.

DERIVACIONES

(20-3) Ganancia para circuitos inversor/no inversor:

$$A_v = A_{inv} + A_{non}$$

Véanse Figuras 20-8 a 20-13. La ganancia total de tensión es la superposición de las ganancias de tensión inversora y no inversora. Se utiliza cuando la señal de entrada se aplica a ambas entradas.

(20-5) Ganancia de tensión en modo común:

$$A_{CM} = A_{\text{inv}} + A_{\text{non}}$$

Véanse Figuras 20-14, 20-15 y 20-18. Esta es similar a la Ecuación (20-3) porque es la superposición de las ganancias.

(20-7) Ganancia no inversora total:

$$A_{\text{non}} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_2'}{R_1' + R_2'}\right)$$

Véase Figura 20-14. Ésta es la ganancia de tensión del lado no inversor reducida por el factor del divisor de tensión.

(20-8) Ganancia en modo común para $R_1 = R_2$:

$$A_{CM} = \pm 2\frac{\Delta R}{R}$$

Véanse Figuras 20-15 y 20-18. Es la ganancia en modo común causada por las tolerancias de las resistencias cuando el amplificador diferencial tiene resistencias iguales y adaptadas.

(20-11) Puente de Wheatstone:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Véase Figura 20-16*a*. Es la ecuación para el balance de un puente de Wheatstone.

(20-13) Puente de Wheatstone no balanceado:

$$v_{\text{in}} \cong \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}$$

Véase Figura 20-17. Esta ecuación es válida para pequeños cambios en la resistencia del transductor.

(20-16) Amplificador de instrumentación:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1$$

Véanse Figuras 20-18 y 20-20. Ésta es la ganancia de tensión de la primera etapa del clásico amplificador de instrumentación de tres operaciónales.

(20-19) Amplificador de corriente:

$$I_{\text{máx}} = \beta_{dc} I_{SC}$$

Véanse Figuras 20-25 a 20-29. La corriente de salida en cortocircuito del amplificador operacional se ve incrementada por la ganancia de corriente de un transistor entre el amplificador operacional y la carga.

(20-21) Fuentes de corriente controladas por tensión:

$$i_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}}}{R}$$

Véanse Figuras 20-27 a 20-30. En las fuentes de tensión controladas por corriente, la tensión de entrada se convierte a una corriente de salida constante.

CUESTIONES

1. En un circuito lineal con amplificador operacional
   - **a)** Las señales son siempre ondas sinusoidales
   - **b)** El amplificador nunca se satura
   - **c)** La impedancia de entrada idealmente es infinita
   - **d)** El producto ganancia-ancho de banda es constante
2. En un amplificador que utiliza un amplificador operacional con condensadores de acoplo y de desacoplo, la tensión offset de salida es
   - **a)** Cero
   - **b)** Mínima
   - **c)** Máxima
   - **d)** Sin cambio
3. Para utilizar un amplificador operacional se necesita al menos
   - **a)** Una fuente de alimentación
   - **b)** Dos fuentes de alimentación
   - **c)** Un condensador de acoplo
   - **d)** Un condensador de desacoplo
4. En una fuente de corriente controlada que se construye con amplificadores operacionales, el circuito actúa como un
   - **a)** Amplificador de tensión
   - **b)** Convertidor de corriente a tensión
   - **c)** Convertidor de tensión a corriente
   - **d)** Amplificador de corriente
5. Un amplificador de instrumentación tiene un(a) alto(a)
   - **a)** Impedancia de salida
   - **b)** Ganancia de potencia

c) CMRR
d) Tensión de alimentación

6. Un amplificador de corriente en la salida de un amplificador operacional incrementará la corriente de cortocircuito por
   a) A_{CL} c) f_{unidad}
   b) β_{dc} d) A_v
7. Dada una referencia de tensión de +2,5 V se puede tener una referencia de tensión de +15 V utilizando
   a) Un amplificador inversor
   b) Un amplificador no inversor
   c) Un amplificador diferencial
   d) Un amplificador de instrumentación
8. En un amplificador diferencial la CMRR está limitada principalmente por
   a) La CMRR del amplificador operacional
   b) El producto ganancia-ancho de banda
   c) Las tensiones de alimentación
   d) Las tolerancias de las resistencias
9. La señal de entrada para un amplificador de instrumentación viene normalmente de
   a) Un amplificador inversor
   b) Un transductor
   c) Un amplificador diferencial
   d) Un puente de Wheatstone
10. En el amplificador de instrumentación clásico de tres operacionales, la ganancia de tensión diferencial está producida normalmente por
    a) La primera etapa
    b) La segunda etapa
    c) La desadaptación de las resistencias
    d) La salida del amplificador operacional
11. La excitación de seguridad reduce la
    a) CMRR de un amplificador de instrumentación
    b) Corriente de fugas en el cable apantallado
    c) Ganancia de tensión de la primera etapa
    d) Tensión de entrada en modo común
12. En un circuito promediador, las resistencias de entrada son
    a) Iguales a la resistencia de realimentación
    b) Menores que la resistencia de realimentación
    c) Mayores que la resistencia de realimentación.
    d) Desiguales
13. Un convertidor D/A es una aplicación de
    a) El circuito de ancho de banda ajustable
    b) El amplificador no inversor
    c) El convertidor de tensión a corriente
    d) El amplificador sumador
14. En una fuente de corriente controlada por tensión
    a) Nunca se debe utilizar un amplificador de corriente
    b) La carga siempre es flotante
    c) Una fuente de corriente constante excita a la carga
    d) La corriente por la carga es igual a I_{SC}.
15. La fuente de corriente Howland produce una
    a) Corriente unidireccional de carga flotante
    b) Corriente bidireccional de carga puesta a masa
    c) Corriente unidireccional de carga puesta a masa
    d) Corriente bidireccional de carga flotante
16. El propósito del CAG consiste en
    a) Incrementar la ganancia de tensión cuando la señal de entrada crece
    b) Convertir tensión en corriente
    c) Mantener la tensión de salida casi constante
    d) Reducir la CMRR del circuito
17. Un ppm es equivalente a
    a) 0,1 por 100
    b) 0,01 por 100
    c) 0,001 por 100
    d) 0,0001 por 100
18. Un transductor de entrada convierte
    a) Tensión a corriente
    b) Corriente a tensión
    c) Una cantidad eléctrica a una cantidad no eléctrica
    d) Una cantidad no eléctrica a una cantidad eléctrica
19. Un termistor convierte
    a) Luz a resistencia
    b) Temperatura a resistencia
    c) Tensión a sonido
    d) Corriente a tensión
20. Cuando cortamos con láser una resistencia estamos
    a) Haciendo un ajuste fino
    b) Reduciendo su valor
    c) Incrementando su valor
    d) Haciendo un ajuste aproximado
21. Un convertidor D/A con cuatro entradas tiene corriente de en
    a) Dos valores de salida
    b) Cuatro valores de salida
    c) Ocho valores de salida
    d) Dieciséis valores de salida
22. Un amplificador operacional con excursión máxima de salida
    a) Tiene una salida con amplificación de corriente
    b) Puede variar en el margen completo entre las dos tensiones de alimentación
    c) Tiene una alta impedancia de salida
    d) No puede ser menor que 0 V
23. Cuando se utiliza un FET en un circuito CAG, actúa como un
    a) Conmutador
    b) Fuente de corriente controlada por tensión
    c) Resistencia controlada por tensión
    d) Condensador

24. Si un amplificador operacional tiene una sola fuente de alimentación positiva su salida no puede
   a) Ser negativa
   b) Ser cero
   c) Igualar a la tensión de alimentación
   d) Ser alterna

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje el símbolo eléctrico de un amplificador inversor de alterna con una ganancia de tensión de 100. Comente la teoría de funcionamiento.
2. Dibuje el esquema eléctrico de un amplificador diferencial construido con un amplificador operacional. ¿Cuáles son los factores que determinan la CMRR?
3. Dibuje el esquema eléctrico del amplificador de instrumentación clásico de tres operacionales. Indique qué hace la primera etapa a las señales diferencial y en modo común.
4. ¿Por qué tiene más de una etapa el amplificador de instrumentación?
5. Usted ha diseñado un circuito simple con un amplificador operacional para una aplicación en concreto. Durante las pruebas iniciales encuentra que el operacional se calienta mucho. Suponiendo que el circuito ha sido cableado correctamente, ¿cuál es la avería más probable y qué puede hacer para corregirla?
6. Explique cómo se utiliza un amplificador inversor en una sonda de alta impedancia (X10 y X1).
7. En la Figura 20-1, ¿por qué ve la sonda una impedancia alta? Explique cómo se calcula la ganancia de tensión en cada posición del conmutador.
8. ¿Qué se puede decir a propósito de la salida analógica de un convertidor D/A cuando se compara con la entrada digital?
9. Usted quiere construir un circuito con un amplificador operacional que funciona con una sola batería de 9 V utilizando un 741C. ¿Cuál es una de las formas de hacerlo? ¿Cómo tendría que modificar el circuito si se necesitase una respuesta en continua?
10. ¿Cómo incrementaría la corriente de salida de un amplificador operacional?
11. ¿Por qué no se necesita resistencia o diodo de polarización en el circuito de la Figura 20-26?
12. Cuando se trabaja con amplificadores operacionales, a menudo se oye el término *excursión*, como en *amplificador operacional con excursión máxima*. ¿A qué se refiere este término?
13. ¿Puede funcionar un 741C con una sola fuente de alimentación? Si es así, explique qué se necesitaría para un amplificador inversor.

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 20-1. Circuitos con amplificador inversor

20-1. En la sonda de la Figura 20-1, R_1 = 10 MΩ, R_2 = 20 MΩ, R_3 = 15 kΩ, R_4 = 15 kΩ y R_5 = 75 kΩ. ¿Cuál es la atenuación de la sonda en cada posición del conmutador?

20-2. En el amplificador inversor de alterna de la Figura 20-2, R_1 = 1,5 kΩ, R_2 = 82 kΩ, R_L = 15 kΩ, C_1 = 1 μF, C_2 = 4,7 μF y f_{unidad} = 1 MHz. ¿Cuál es la ganancia de tensión en las frecuencias medias del amplificador? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

20-3. En el circuito de ancho de banda ajustable de la Figura 20-3, R_1 = 10 kΩ y R_2 = 180 kΩ. Si la resistencia de 100 Ω se cambia por una de 130 Ω y la resistencia variable se pone a 25 kΩ, ¿cuál es la ganancia de tensión? ¿Cuáles son el ancho de banda mínimo y máximo si f_{unidad} = 1 MHz?

20-4. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 20-36? ¿Cuáles son el ancho de banda mínimo y máximo si f_{unidad} = 1 MHz?

Sección 20-2. Circuitos con amplificador no inversor

20-5. En la Figura 20-4, R_1 = 1,5 kΩ, R_2 = 75 kΩ, R_L = 25 kΩ, C_1 = 2,2 μF, C_2 = 6,8 μF y f_{unidad} = 3 MHz. ¿Cuál es la ganancia de tensión en las frecuencias medias del amplificador? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

20-6. ¿Cuál es la ganancia de tensión en las frecuencias medias de la Figura 20-37? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

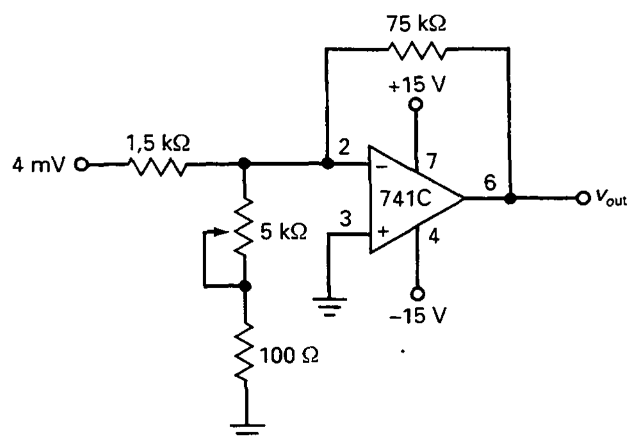


Figura 20-36

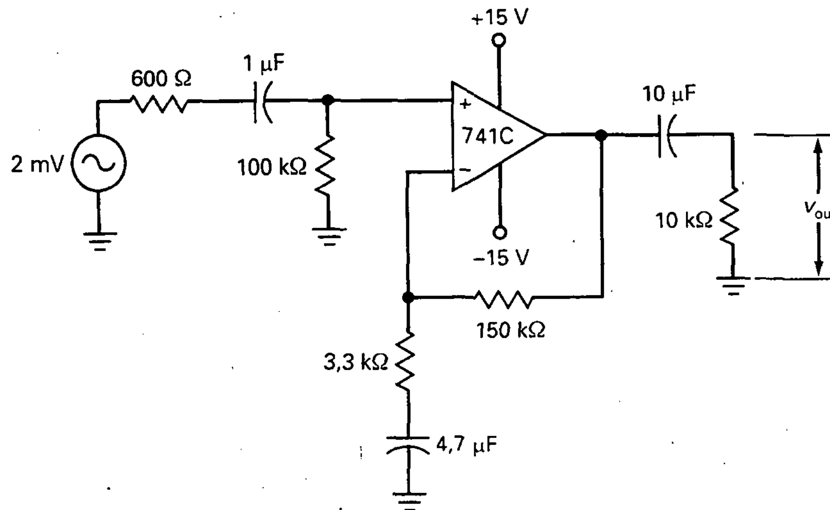


Figura 20-37

20-7. En el amplificador de distribución de la Figura 20-5, R_1 = 1,5 kΩ, R_2 = 75 kΩ y v_{in} = 10 mV. ¿Cuál es la tensión de salida para *A*, *B* y *C*?

20-8. El amplificador conmutable con FET de la Figura 20-6 tiene estos valores: R_1 = 91 kΩ, R_2 = 12 kΩ y R_3 = 1 kΩ. Si v_{in} = 2 mV, ¿cuál es la tensión de salida cuando la puerta está a nivel bajo? ¿Y cuando está a nivel alto?

20-9. Si $V_{GS(off)}$ = −5 V, ¿cuáles son las tensiones de salida mínima y máxima en la Figura 20-38?

20-10. La referencia de tensión de la Figura 20-7 se modifica para tener R_1 = 15 kΩ y R_2 = 75 kΩ. ¿Cuál es la nueva tensión de salida de referencia?

Sección 20-3. Circuitos inversor/no inversor

20-11. En el inversor ajustable de la Figura 20-10, R_1 = 15 kΩ y R_2 = 75 kΩ. ¿Cuál es la máxima ganancia positiva? ¿Y la máxima ganancia negativa?

20-12. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la Figura 20-11 cuando el contacto desplazante está en el extremo de masa? ¿Y cuando está un 10 por 100 separado de masa?

20-13. En la Figura 20-12 se utilizan resistencias de precisión. Si R = 5 kΩ, nR = 75 kΩ y $nR/(n-1)R$ = 5,36 kΩ, ¿cuáles son las ganancias máximas positiva y negativa?

20-14. En el desfasador de la Figura 20-13, R' = 10 kΩ, R = 22 kΩ y C = 0,01 μF. ¿Cuál es el desfase cuando la frecuencia de entrada es 100 Hz? ¿Y 1 kHz? ¿Y 10 kHz?

Sección 20-4. Amplificadores diferenciales

20-15. El amplificador diferencial de la Figura 20-14 tiene R_1 = 1,5 kΩ y R_2 = 30 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial? ¿Y la ganancia en modo común? (Tolerancia de las resistencias = ±1 por 100.)

20-16. En la Figura 20-15, R_1 = 1 kΩ y R_2 = 51 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial? ¿Y la ganancia en modo común? (Tolerancia de las resistencias = ±1 por 100.)

20-17. En el puente de Wheatstone de la Figura 20-16, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 20 kΩ, R_3 = 20 kΩ y R_4 = 10 kΩ. ¿Está el puente balanceado?

20-18. En la aplicación típica de la Figura 20-17, la resistencia transductora cambia a 995 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida final?

Sección 20-5. Amplificadores de instrumentación

20-19. En el amplificador de instrumentación de la Figura 20-18, R_1 = 1 kΩ y R_2 = 99 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida si v_{in} = 2 mV? Si se utilizan tres operacionales tipo OP-07A y R = 10 kΩ ±0,5 por 100, ¿cuál es la CMRR del amplificador de instrumentación?

20-20. En la Figura 20-19, $v_{in(CM)}$ = 5 V. Si R_3 = 10 kΩ, ¿a qué es igual la tensión de seguridad?

20-21. El valor de R_G se cambia a 1008 Ω en la Figura 20-20. ¿Cuál es la tensión de salida diferencial si la tensión de entrada diferencial es de 10 mV?

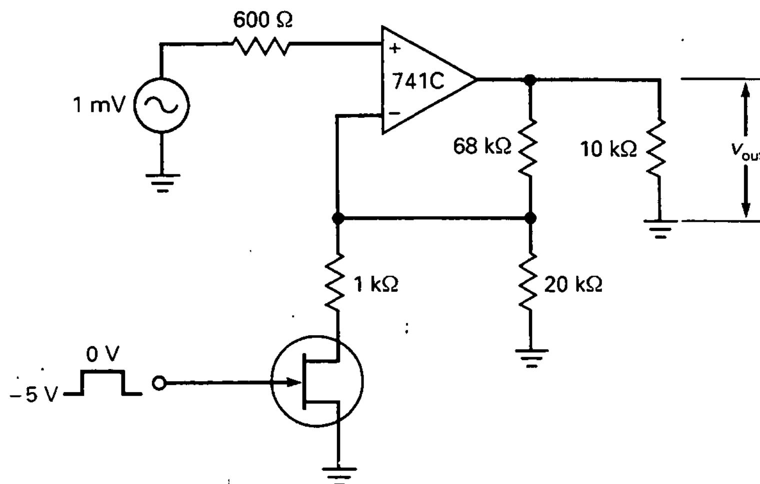


Figura 20-38

Sección 20-6. Circuitos con amplificador sumador

20-22. ¿A qué es igual la tensión de salida en la Figura 20-21 si R = 10 kΩ, v_1 = −20 mV y v_2 = −30 mV?

20-23. En el circuito sumador de la Figura 20-22, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 20 kΩ, R_3 = 15 kΩ, R_4 = 15 kΩ, R_5 = 30 kΩ y R_F = 75 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida si v_0 = 1 mV, v_1 = 2 mV, v_2 = 3 mV y v_3 = 4 mV?

20-24. El circuito promediador de la Figura 20-23 tiene R = 10 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida si v_1 = 15 mV, v_2 = 25 mV y v_3 = 40 mV?

20-25. El convertidor D/A de la Figura 20-24 tiene una entrada de v_0 = 1 V, v_1 = 0, v_2 = 1 V y v_3 = 0. ¿Cuál es la tensión de salida?

Sección 20-7. Amplificadores de corriente

20-26. El amplificador no inversor de la Figura 20-39 tiene una salida con amplificación de corriente. ¿Cuál es la ganancia de tensión del circuito? Si el transistor tiene una ganancia de corriente de 200, ¿cuál es la corriente de salida en cortocircuito?

20-27. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la Figura 20-40? Si los transistores tienen una ganancia de corriente de 125, ¿cuál es la corriente de salida en cortocircuito?

Sección 20-8. Fuentes de corriente controladas por tensión

20-28. ¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 20-41*a*? ¿Y la máxima resistencia de carga que se puede usar sin que se sature el amplificador operacional?

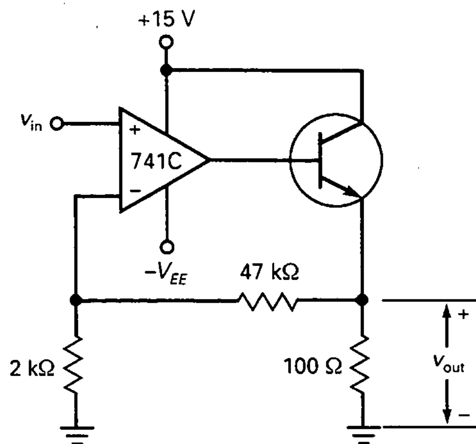


Figura 20-39

20-29. Calcule la corriente de salida en la Figura 20-41*b*. Calcule, además, el valor máximo de la resistencia de carga.

20-30. Si R = 10 kΩ en la fuente de corriente controlada por tensión de la Figura 20-29, ¿cuál es la corriente de salida cuando la tensión de entrada es de 2 V? ¿Y la máxima resistencia de carga?

20-31. La fuente de corriente Howland de la Figura 20-30 tiene R = 2 kΩ y R_L = 500 Ω. ¿Cuál es la corriente de salida cuando la tensión de entrada es 6 V? ¿Cuál es la máxima resistencia de carga que se puede usar con este cir-

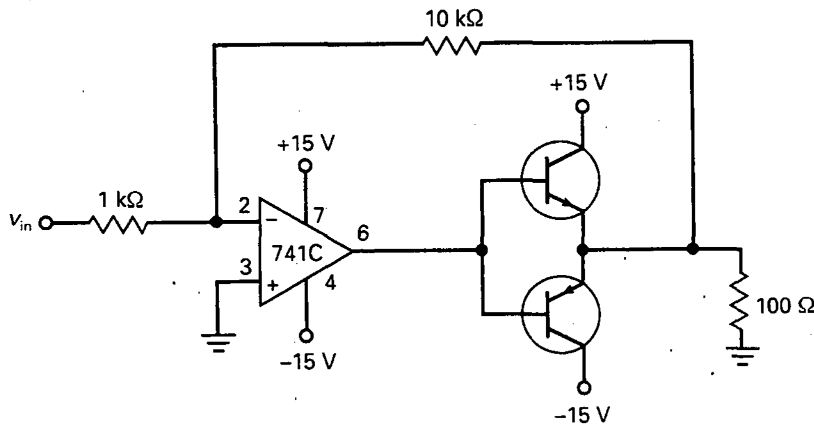


Figura 20-40

cuito si la tensión de entrada nunca es mayor que 7,5 V? (Utilice fuentes de alimentación de ±15 V.)

Sección 20-9. Control automático de ganancia

20-32. En el circuito CAG de la Figura 20-31, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 100 kΩ, R_3 = 100 kΩ y R_4 = 10 kΩ. Si r_{ds} puede variar de 200 Ω a 1 MΩ, ¿cuál es la mínima ganancia de tensión del circuito? ¿Y la máxima?

20-33. En el circuito CAG de bajo nivel de la Figura 20-32, R_1 = 5,1 kΩ, R_2 = 51 kΩ, R_5 = 68 kΩ y R_6 = 1 kΩ. Si r_{ds} puede variar de 120 Ω a 5 MΩ, ¿cuál es la mínima ganancia de tensión del circuito? ¿Y la máxima?

20-34. En el circuito CAG de alto nivel de la Figura 20-33, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 10 kΩ, R_5 = 75 kΩ y R_6 = 1,2 kΩ. Si R_7 puede variar de 180 Ω a 10 MΩ, ¿cuál es la mínima ganancia de tensión del circuito? ¿Y la máxima?

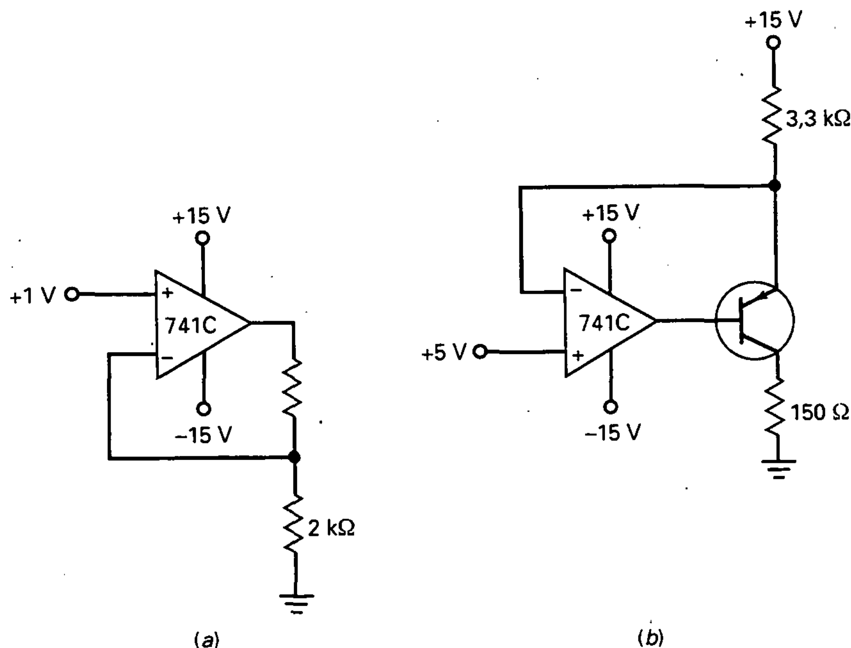


Figura 20-41

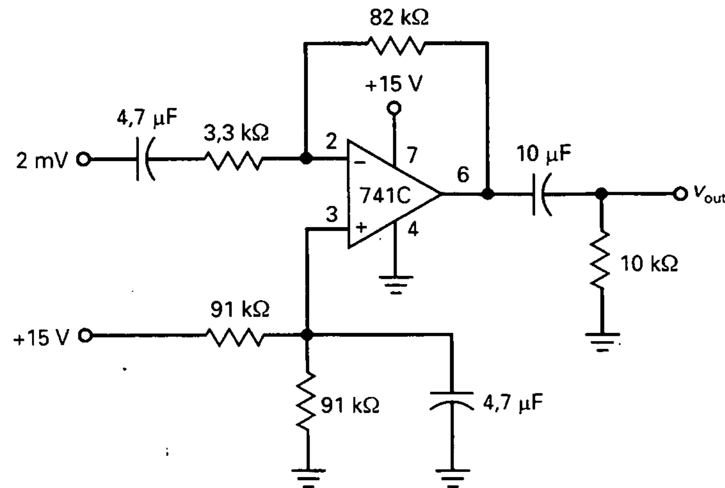


Figura 20-42

20-35. ¿Cuál es la ganancia de tensión en el amplificador inversor de una fuente de alimentación de la Figura 20-42? ¿Y las tres frecuencias de corte inferiores?

20-36. En el amplificador no inversor de una fuente de alimentación de la Figura 20-35, $R = 68$ kΩ, $R1 = 1$ kΩ, $R_2 = 39$ kΩ, $R_L = 15$ kΩ, $C_1 = 1$ μF, $C_2 = 2{,}2$ μF y $C_3 = 3{,}3$ μF. ¿Cuál es la ganancia de tensión? ¿Y las tres frecuencias de corte inferiores?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

20-37. Cuando se conmuta entre las posiciones de la Figura 20-8, hay un breve intervalo de tiempo en que el conmutador está abierto. ¿Cuál es la tensión de salida en ese momento? ¿Puede sugerir qué hacer para que esto no suceda?

20-38. Un amplificador inversor tiene $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 100$ kΩ. Si estas resistencias tienen tolerancias de ±1 por 100, ¿cuál es la ganancia máxima de tensión posible? ¿Y la mínima?

20-39. ¿Cuál es la ganancia de tensión en las frecuencias medias del circuito mostrado en la Figura 20-43?

20-40. Los transistores de la Figura 20-40 tienen $\beta_{dc} = 75$. Si la tensión de entrada es 0,5 V, ¿cuál es la corriente de base en el transistor que conduce?

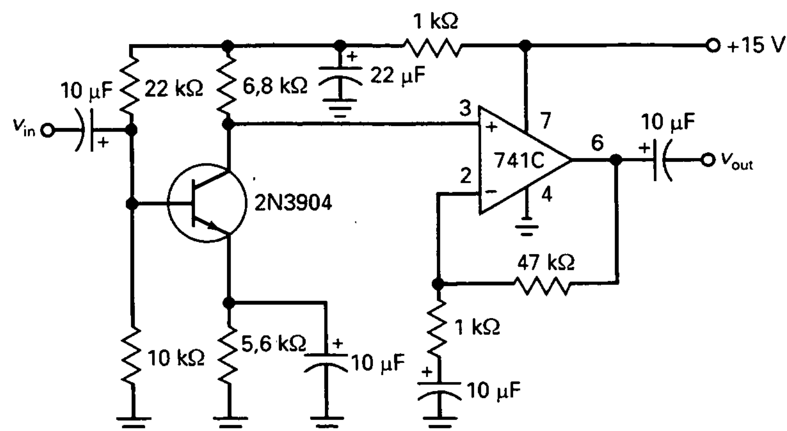
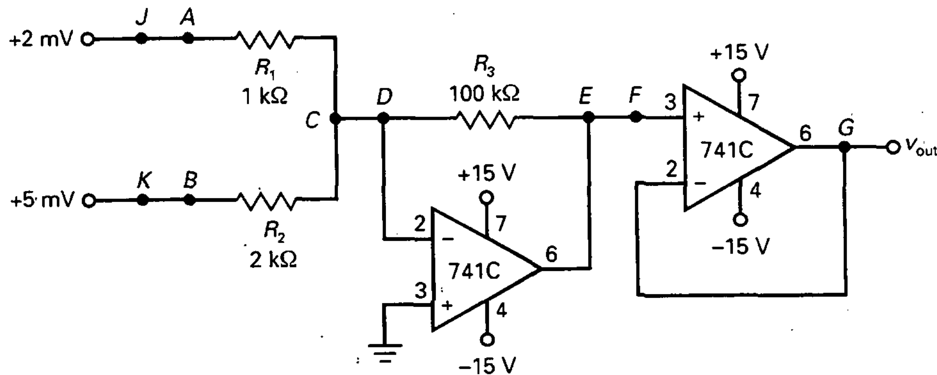


Figura 20-43

DETECTOR DE AVERÍAS

Utilice la Figura 20-44 para el resto de los problemas. Cada resistencia puede estar abierta o en corto. Además, los cables de conexión CD, EF, JA o KB pueden estar abiertos.

20-41. Encuentre las averías T1 a T3.
20-42. Encuentre las averías T4 a T6.
20-43. Encuentre las averías T7 a T10.



OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
V_A : G2	V_A : D1	V_A : H4	V_A : G3	V_A : C5	V_A : D8	V_A : G4	V_A : C4	V_A : E5
V_B : D6	V_B : H3	V_B : A4	V_B : D6	V_B : C3	V_B : G5	V_B : F1	V_B : D2	V_B : B3
V_C : A8	V_C : E7	V_C : D4	V_C : A6	V_C : B2	V_C : H7	V_C : B2	V_C : F5	V_C : E6
V_D : C3	V_D : A8	V_D : C1	V_D : C5	V_D : A8	V_D : F2	V_D : C1	V_D : B6	V_D : C1
V_E : A2	V_E : F4	V_E : F7	V_E : G1	V_E : D3	V_E : C1	V_E : H5	V_E : A3	V_E : G6
V_F : F4	V_F : E6	V_F : B5	V_F : D7	V_F : B5	V_F : E6	V_F : E3	V_F : B8	V_F : H1
V_G : C7	V_G : F2	V_G : D3	V_G : F6	V_G : F7	V_G : B7	V_G : F8	V_G : C2	V_G : F8

T9	T10
V_A : G7	V_A : H6
V_B : H8	V_B : C8
V_C : D4	V_C : A1
V_D : A8	V_D : E4
V_E : F2	V_E : F3
V_F : G4	V_F : A5
V_G : D4	V_G : B1

	1	2	3	4	5	6	7	8
A	5	450	−13,5 V	5	−13,5 V	2	5	0
B	−13,5 V	0	5	3	200	3	0	−13,5 V
C	0	−13,5 V	0	2	2	3	450	5
D	2	5	200	0	3	5	−13,5 V	2
E	450	3	250	5	2	0	0	5
F	5	0	−13,5 V	450	3	−13,5 V	200	250
G	−13,5 V	2	2	0	5	250	2	2
H	250	450	5	2	250	2	3	3

MILIVOLTIOS, A MENOS QUE SE INDIQUE OTRA COSA

Figura 20-44

CAPÍTULO 21

Filtros activos

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

➤ Analizar la respuesta de los cinco filtros básicos.
➤ Distinguir entre filtros pasivos y activos.
➤ Diferenciar respuesta ideal y respuesta aproximada.
➤ Explicar la terminología de los filtros, incluido paso banda, banda eliminada, corte, Q, rizado y orden.
➤ Determinar el orden de los filtros pasivos y activos.
➤ Razonar por qué las etapas de filtros son siempre en cascada y describir los resultados.

VOCABULARIO

- ancho de banda (BW)
- aproximación elíptica
- aproximación de igual rizado
- banda eliminada monotónica
- circuito prototipo
- factor de amortiguación
- factor de escalado de frecuencia (FSF)
- filtro activo
- filtro banda eliminada
- filtro bicuadrático
- filtro de Bessel
- filtro de Butterworth
- filtro de Cauer
- filtro de Chebyshev
- filtro de retardo máximamente plano
- filtro de retardo paso todo de primer orden
- filtro de Sallen-Key
- filtro de variables de estado
- filtro KHN
- filtro MFB
- filtro pasivo
- filtro paso alto
- filtro paso bajo
- filtro paso banda
- filtro paso todo
- filtro ranura
- filtro Tow-Thomas (TT)
- filtro VCVS
- frecuencia de corte
- frecuencia de inflexión
- igualador de fase
- orden del filtro pasivo y activo
- predistorsión
- respuesta en fase del filtro
- respuesta en frecuencia del filtro
- respuesta ideal
- rizado en banda eliminada
- zona de transición

Casi todos los sistemas de comunicación emplean filtros. Un filtro deja pasar una banda de frecuencia mientras rechaza otras. Los filtros pueden ser pasivos o activos. Los filtros pasivos se construyen con resistencias, condensadores y autoinducciones. Se usan generalmente por encima de 1 MHz, no tienen ganancia en potencia y son relativamente difíciles de sintonizar. Los filtros activos se construyen con resistencias, condensadores y amplificadores operacionales. Se usan por debajo de 1 MHz, tienen ganancia en potencia y son relativamente fáciles de sintonizar.

Los filtros pueden separar las señales deseadas de las no deseadas, señales de interferencia de bloque, de voz y vídeo y provocar otros tipos de cambios en las señales.

21-1. RESPUESTA IDEAL

La **respuesta en frecuencia de un filtro** es *la gráfica de su ganancia en tensión frente a la frecuencia.* Hay cinco tipos de filtros: *paso bajo, paso*

alto, *paso banda*, *banda eliminada* y *paso todo*. En esta sección se estudia la respuesta en frecuencia ideal para cada uno. En la siguiente sección se estudiará las aproximaciones para estas respuestas ideales.

❑ Filtro paso bajo

La Figura 21-1 muestra la respuesta en frecuencia ideal para un filtro paso bajo. También se le llama *respuesta ideal*. Este tipo de filtro deja pasar todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y bloquea todas las frecuencias por encima de la misma.

En los filtros paso bajo, las frecuencias entre cero y la frecuencia de corte se llaman *banda pasante*. Las frecuencias por encima de la frecuencia de corte son la *banda eliminada*. La zona entre la banda pasante y la banda eliminada se llama *región de transición*. Un filtro paso bajo ideal tiene *atenuación* cero (señal perdida) en la banda pasante, infinita en la banda eliminada y una transición vertical.

Una indicación más: el filtro paso bajo ideal no produce desfase en todas las frecuencias de la banda pasante. La ausencia de desfase es importante cuando la señal de entrada no es sinusoidal. Cuando un filtro tiene desfase cero, se mantiene la forma de una señal no sinusoidal cuando ésta lo atraviesa. Por ejemplo, si la señal de entrada es una onda cuadrada, tiene una frecuencia fundamental y armónicos. Si la frecuencia fundamental y los armónicos más significativos (aproximadamente los 10 primeros) están dentro de la banda pasante, la onda cuadrada tendrá aproximadamente la misma forma a la salida.

❑ Filtro paso alto

La Figura 21-2 muestra la respuesta en frecuencia ideal. Este tipo de filtro elimina todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y permite el paso de todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte.

Con un filtro paso alto, las frecuencias entre cero y la frecuencia de corte son la banda eliminada. Las frecuencias por encima de la de corte son la banda pasante. Un filtro ideal paso alto tiene una atenuación infinita en la banda eliminada, atenuación cero en la banda pasante y una transición vertical.

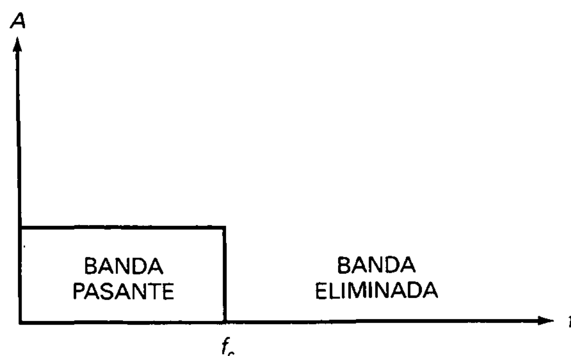


Figura 21-1. Respuesta ideal paso bajo.

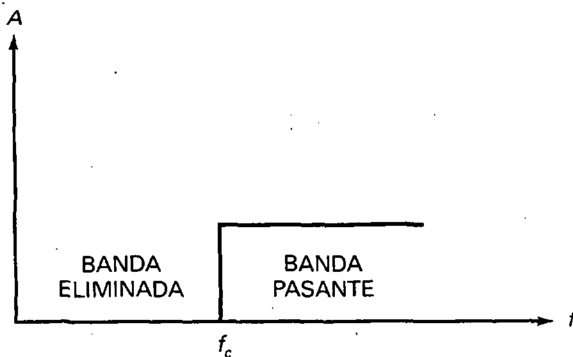


Figura 21-2. Respuesta ideal paso alto.

❑ Filtro paso banda

Un filtro paso banda es útil cuando se quiere sintonizar una señal de radio o televisión. También se utiliza en equipos de comunicación telefónica para separar las diferentes conversaciones que simultáneamente se transmiten sobre el mismo medio de comunicación.

La Figura 21-3 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un filtro paso banda. La respuesta ideal elimina todas las frecuencias desde cero a la frecuencia de corte inferior, permite pasar todas aquellas que están entre la frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior y elimina todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior.

En estos filtros, la banda pasante la forman todas las frecuencias que están entre la frecuencia inferior de corte y la frecuencia superior de corte. Las frecuencias por debajo de la frecuencia inferior de corte y por encima de la frecuencia superior de corte son la banda eliminada. En un filtro paso banda ideal, la atenuación en la banda pasante es cero, la atenuación es infinita en la banda eliminada y las dos transiciones son verticales.

El **ancho de banda** (BW: *bandwidth*) **de un filtro paso banda** *es la diferencia entre las frecuencias superior e inferior de corte:*

$$\mathrm{BW} = f_2 - f_1 \qquad (21\text{-}1)$$

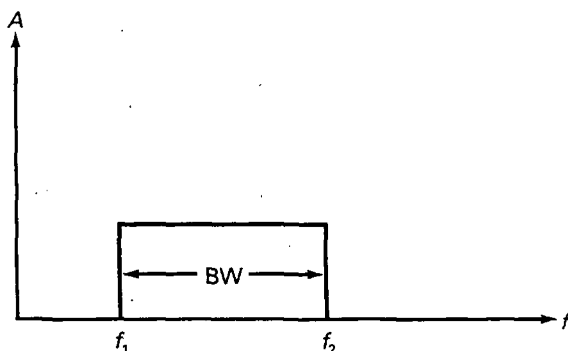


Figura 21-3. Respuesta ideal paso banda.

Por ejemplo, si las frecuencias de corte son 450 y 460 kHz, el ancho de banda es:

$$BW = 460 \text{ kHz} - 450 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

Otro ejemplo: si las frecuencias de corte son 300 y 3.300 Hz, el ancho de banda es:

$$BW = 3.300 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 3.000 \text{ Hz}$$

La frecuencia central se representa por f_0 y viene dada por la *media geométrica* de las dos frecuencias de corte:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \qquad (21\text{-}2)$$

Por ejemplo, las compañías telefónicas usan un filtro paso banda con frecuencias de corte de 300 y 3.300 Hz para separar las conversaciones telefónicas. La frecuencia central de este filtro es:

$$f_0 = \sqrt{(300 \text{ Hz})(3.300 \text{ Hz})} = 995 \text{ Hz}$$

Para evitar interferencias entre las diferentes conversaciones telefónicas, los filtros paso banda tienen una respuesta que los aproxima a la respuesta ideal que se representa en la Figura 21-3.

El factor Q de un filtro paso banda se define como la frecuencia central dividida entre el ancho de banda:

$$Q = \frac{f_0}{BW} \qquad (21\text{-}3)$$

Por ejemplo, si $f_0 = 200$ kHz y BW = 40 kHz, entonces $Q = 5$.

Cuando Q es mayor de 10, la frecuencia central es aproximadamente la *media aritmética* de las frecuencias de corte:

$$f_0 \cong \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Es decir, en un receptor de radio las frecuencias de corte del filtro paso banda son 450 y 460 kHz. La frecuencia central es aproximadamente:

$$f_0 \cong \frac{450 \text{ kHz} + 460 \text{ kHz}}{2} = 455 \text{ kHz}$$

Si Q es menor que 1, el filtro paso banda se llama *filtro de banda estrecha*. Si Q es mayor que 1, se le denomina *filtro de banda ancha*. Por ejemplo, un filtro con unas frecuencias de corte de 95 y 105 kHz tiene un ancho de banda de 10 kHz. Éste es de banda ancha, ya que Q es aproximadamente 10. Un filtro con frecuencia de corte de 300 y 3.300 Hz tiene una frecuencia central aproximada de 1.000 Hz y un ancho de banda de 3.000 Hz. Éste es de banda estrecha, ya que Q vale 0,333.

❑ Filtro banda eliminada

La Figura 21-4 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un filtro banda eliminada. Este tipo de filtro permite el paso de todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte inferior, elimina las comprendidas entre la frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior y, de nuevo, permite el paso de todas las frecuencias por encima de la frecuencia superior de corte.

Con los filtros banda eliminada, la banda eliminada son todas las *frecuencias comprendidas entre* las frecuencias inferior y superior de corte. Las frecuencias por debajo de la frecuencia inferior de corte y por encima de la frecuencia superior de corte son la banda pasante. Un filtro ideal banda eliminada tiene atenuación infinita en la banda eliminada, atenuación cero en la banda pasante y dos transiciones verticales.

Las definiciones para ancho de banda, banda ancha y frecuencia central son las mismas que en el apartado anterior. En otras palabras, con los filtros banda eliminada se usarán las Ecuaciones (21-1) a la (21-3) para calcular BW, f_0 y Q. A propósito, los filtros banda eliminada se llaman también *filtros de ranura*, dado que hacen una ranura o eliminan todas las frecuencias de la banda eliminada.

❑ Filtro paso todo

La Figura 21-5 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un filtro paso todo. Tiene banda pasante pero no banda eliminada. Por ello, deja pasar todas las frecuencias entre cero e infinito. En principio, no parece correcto llamarlo filtro cuando tiene atenuación cero para todas las frecuencias. La razón de llamarlo filtro es debido al efecto que tiene en la *fase* de las señales que lo atraviesan. El filtro paso todo es interesante cuando se quiere provocar un cierto desfase a una señal filtrada sin alterar su amplitud.

La **respuesta en fase de un filtro** se define como *el gráfico del desfase frente a la frecuencia.* Como se mencionó anteriormente, el filtro paso bajo ideal tiene una respuesta en fase de 0° para todas las frecuencias. Por ello, una señal de entrada no sinusoidal tiene la misma forma después de atravesar un filtro ideal paso bajo, suponiendo que su frecuencia fundamental y sus armónicos más significativos estén en la banda pasante.

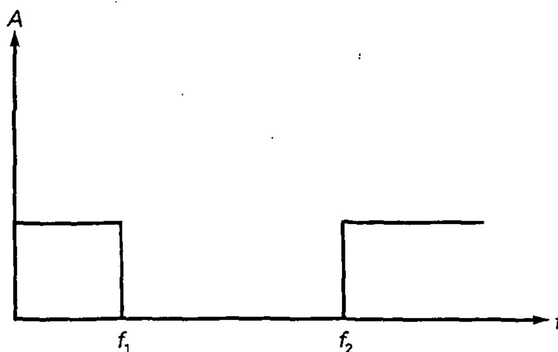


Figura 21-4. Respuesta ideal banda eliminada.

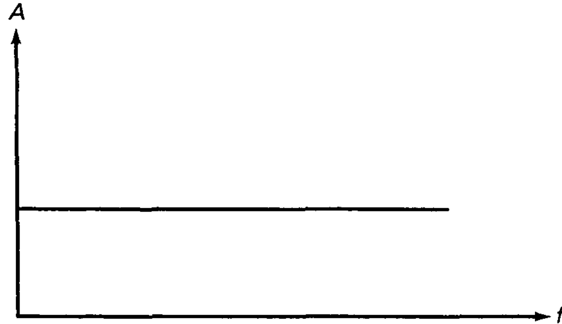


Figura 21-5. Respuesta ideal paso todo.

La respuesta en fase de un filtro paso todo es diferente a la del filtro ideal paso bajo. En él, cada una de las distintas frecuencias que lo atraviesen pueden verse desfasadas en una cierta cantidad. Por ejemplo, el amplificador inversor con cambio de fase estudiado en la Sección 20-3 era un circuito con amplificador operacional con atenuación cero en todas las frecuencias pero con un desfase en la salida de entre 0 y −180°. El amplificador inversor desfasador es un ejemplo simple de un filtro paso todo. En secciones posteriores se estudiará filtros paso todo más complicados que pueden producir grandes desfases.

21-2. RESPUESTAS APROXIMADAS

La respuesta ideal estudiada en la sección anterior es imposible de implementar en circuitos reales, pero existen cinco aproximaciones estándar utilizadas como solución de compromiso a la respuesta ideal. Cada una de estas aproximaciones ofrece una ventaja que las otras no poseen. La aproximación escogida por el diseñador dependerá de lo aceptable que pueda ser en cada aplicación.

❑ Atenuación

La atenuación se refiere a la pérdida de señal. Con una tensión de entrada constante, la **atenuación** se define como *la tensión de salida a cualquier frecuencia dividida entre la tensión de salida para las frecuencias medias:*

$$\text{Atenuación} = \frac{v_{out}}{v_{out(mid)}} \qquad (21\text{-}3a)$$

Por ejemplo, si la tensión de salida es de 1 V para cualquier frecuencia y la tensión de salida para frecuencias medias es de 2 V, entonces:

$$\text{Atenuación} = \frac{1\ \text{V}}{2\ \text{V}} = 0{,}5$$

La atenuación se expresa normalmente en decibelios usando la siguiente ecuación:

$$\text{Atenuación en decibelios} = -20 \log \text{atenuación} \qquad (21\text{-}3b)$$

Para una atenuación de 0,5, la atenuación en decibelios es:

$$\text{Atenuación en decibelios} = -20 \log 0{,}5 = 6 \text{ dB}$$

Debido al signo menos, la atenuación en decibelios es siempre positiva. La atenuación en decibelios utiliza las frecuencias medias de tensión de salida como referencia. Básicamente, se está comparando la tensión de salida a cualquier frecuencia con la tensión de salida en las frecuencias medias del filtro. Dado que la atenuación se expresa casi siempre en decibelios, se usará el término *atenuación* para nombrar la atenuación en decibelios.

Por ejemplo, una atenuación de 3 dB significa que la tensión de salida es 0,707 de su valor en las frecuencias medias. Una atenuación de 6 dB significa que la tensión de salida es 0,5 de su valor en las frecuencias medias. Una atenuación de 12 dB, que la tensión de salida es 0,25 de su valor en las frecuencias medias. Y una atenuación de 20 dB, que la tensión de salida es 0,1 de su valor en las frecuencias medias.

❑ Atenuación en la banda pasante y en la banda eliminada

En el análisis y diseño de filtros, los filtro paso bajo son el *prototipo*, un circuito básico que puede ser modificado para conseguir otros circuitos. Normalmente, cualquier problema en un filtro se transforma en el equivalente para el filtro paso bajo y se resuelve; la solución a este problema se transforma de nuevo a la del filtro original. Por esta razón, se estudiarán los casos para el filtro paso bajo y se extenderán para el resto de filtros.

La atenuación cero en la banda pasante, infinita en la banda eliminada y transiciones verticales son poco realistas. Al construir un filtro paso bajo, las tres zonas son como las que aparecen en la Figura 21-6. La banda pasante está entre 0 y f_c. La banda eliminada son todas las frecuencias por encima de f_s. La zona de transición está entre f_c y f_s.

Como muestra la Figura 21-6, la banda pasante no llega a tener una atenuación cero. Ésta puede tomar valores entre cero y A_p. Por ejemplo, en algunas aplicaciones la banda pasante puede tener $A_p = 0{,}5$ dB. Esto quiere decir que se compromete la respuesta ideal para permitir hasta 0,5 dB de pérdidas de señal en cualquier lugar de la banda pasante.

De igual manera, la banda eliminada no llega a la atenuación infinita. Puede tener valores en cualquier lugar de la banda pasante desde A_s hasta infinito. Por ejemplo, en algunas aplicaciones, $A_s = 60$ dB puede ser correcta. Con esto se está diciendo que será aceptable una atenuación de 60 dB en cualquier lugar de la banda eliminada.

En la Figura 21-6, la zona de transición no es vertical. Se está admitiendo una pendiente que no es vertical. Esta pendiente vendrá determinada por los valores f_c, f_s, A_p y A_s. Por ejemplo, si $f_c = 1$ kHz, $f_s = 2$ kHz, $A_p = 0{,}5$ dB y $A_s = 60$ dB, la pendiente es aproximadamente 60 dB por octava.

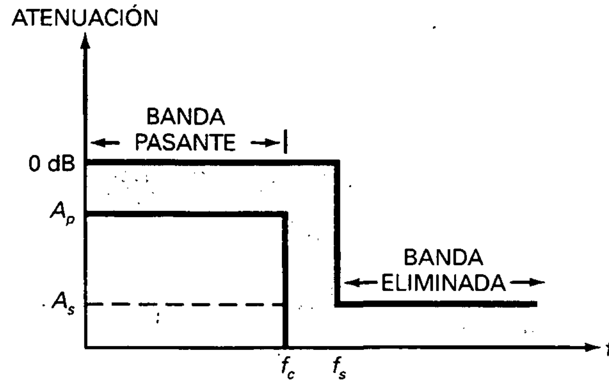


Figura 21-6. Respuesta real paso bajo.

Las cinco aproximaciones que se estudiarán son un compromiso entre las características de banda pasante, banda eliminada y zona de transición. Las aproximaciones podrán mejorar la eliminación de rizado en la banda pasante, o el índice de atenuación o el desfase.

Una nota final: la frecuencia superior en la banda pasante se denomina *frecuencia de corte* (f_c). Esta frecuencia es casi como hacer referencia a la *frecuencia de inflexión*, ya que está donde la banda pasante comienza su inflexión. En algunos filtros, la atenuación de la frecuencia de inflexión es menor de 3 dB. Por esta razón, se usará f_{3dB} para la frecuencia cuando la atenuación está por debajo de 3 dB y f_c para la frecuencia de inflexión, que puede tener una atenuación diferente.

❑ Orden del filtro

El **orden de un filtro pasivo** (representado por n) *es igual al número de autoinducciones y condensadores en el filtro.* Si un filtro pasivo tiene dos autoinducciones y dos condensadores, $n = 4$. Si tiene cinco autoinducciones y cinco condensadores, $n = 10$. De esta forma, el orden indica la complejidad del filtro.

El **orden de un filtro activo** *depende del número de circuitos RC* (llamados *polos*) *que contenga.* Si contiene 8 circuitos *RC*, $n = 8$. Contar los circuito *RC* de un filtro activo puede ser difícil. Por ello, se utilizará un método sencillo para determinar el orden de un filtro activo:

$$n \cong \text{número de condensadores} \qquad (21\text{-}4)$$

Por ejemplo, si un filtro activo tiene 12 condensadores, su orden será 12.

Se debe tener presente que la Ecuación (21-4) es una orientación. Como se considera que cada condensador forma parte de un circuito *RC*, podemos encontrarnos con excepciones. Aparte de excepciones ocasionales, la Ecuación (21-4) ofrece una forma rápida y sencilla de determinar el orden y número de polos de un filtro activo.

❑ Aproximación de Butterworth

La *aproximación de Butterworth* se denomina también *aproximación máximamente plana*, ya que la atenuación en la mayor parte de la banda pasante es cero y disminuye gradualmente hasta A_p al final de la banda pasante. Por debajo de la frecuencia de inflexión, la respuesta decae a un ritmo aproximado de $20n$ dB por década, donde n es el orden del filtro.

$$\text{Pendiente} = 20n \quad \text{dB/década} \tag{21-4a}$$

El equivalente en octavas es:

$$\text{Pendiente} = 6n \quad \text{dB/octava} \tag{21-4b}$$

Por ejemplo, un filtro de Butterworth de primer orden decae a un ritmo de 20 dB por década o 6 dB por octava; uno de cuarto orden decae 80 dB por década o 24 dB por octava; uno de noveno orden, 180 dB por década o 54 dB por octava, etc.

La Figura 21-7 muestra la respuesta de un filtro de Butterworth paso bajo con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Estas especificaciones indican que es de sexto orden o de seis polos con una atenuación de 2,5 dB y una frecuencia de corte de 1 kHz. Los números a lo largo del eje de frecuencias de la Figura 21-7 son abreviaturas ($2E3 = 2 \times 10^3 = 2.000$).

Obsérvese cómo se hace plana la respuesta en la banda pasante. Ésta es la mayor ventaja de un filtro de Butterworth. Su mayor desventaja es lo relativamente despacio que decae comparado con otras aproximaciones.

❑ Aproximación de Chebyshev

En algunas aplicaciones no es importante la existencia de una banda pasante con una respuesta plana. En este caso, la *aproximación de Chebyshev* puede ser la adecuada, ya que decae más rápidamente en la región de transición que la aproximación de Butterworth. El precio a pagar por esta rápida caída es el rizado que aparecerá en la banda pasante de la respuesta en frecuencia.

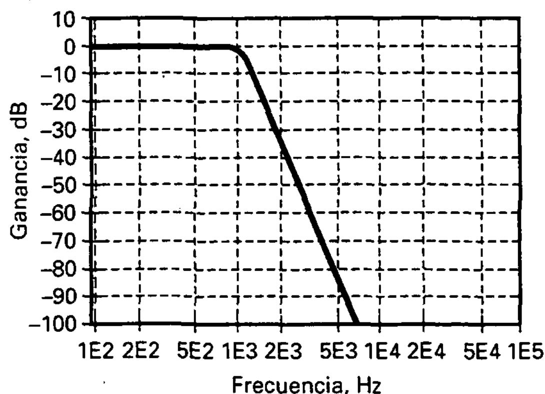


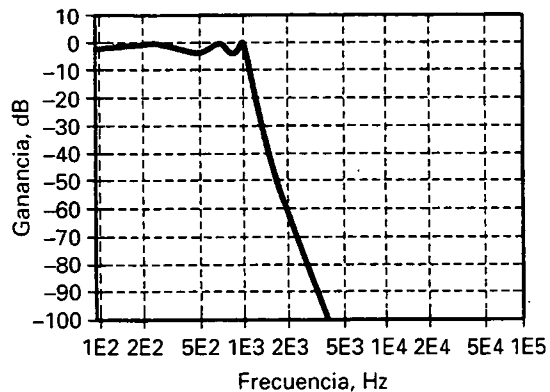
Figura 21-7. Respuesta paso bajo de Butterworth.

La Figura 21-8*a* muestra la respuesta de un filtro paso bajo de Chebyshev con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Son las mismas especificaciones usadas en el filtro anterior de Butterworth. Cuando se comparan ambas figuras, se observa que el filtro de Chebyshev del mismo orden tiene una pendiente más pronunciada en la zona de transición. Por ello, la atenuación con este filtro es siempre mayor que la atenuación con un filtro de Butterworth del mismo orden.

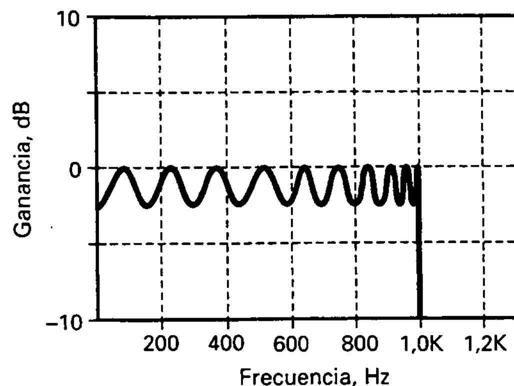
El número de rizados en la banda pasante de un filtro paso bajo de Chebyshev es igual a la mitad del orden del filtro:

$$\text{Núm. rizados} = \frac{n}{2} \tag{21-5}$$

Si un filtro tiene de orden 10, tendrá 5 rizados en la banda pasante; si es de orden 15, tendrá 7,5 rizados. La Figura 21-8*b* muestra una muy buena respuesta de un filtro de Chebyshev de orden 20. Tiene 10 rizados en la banda pasante.



(*a*)



(*b*)

Figura 21-8. *a*) Respuesta paso bajo de Chebyshev; *b*) rizado en la banda pasante.

En la Figura 21-8*b*, el rizado tiene el mismo valor pico a pico. Debido a esto, a la aproximación de Chebyshev se le llama también *aproximación con igual rizado*. Normalmente, un diseñador escogerá una amplitud de rizado de entre 0,1 y 3 dB, dependiendo de las necesidades de la aplicación.

❑ Aproximación inversa de Chebyshev

En aplicaciones en las que sea necesaria la respuesta plana en la banda pasante, además de una atenuación rápida, el diseñador deberá usar la *aproximación inversa de Chebyshev*. Ésta tiene una respuesta plana en la banda pasante y una respuesta con rizado en la banda eliminada. El ritmo de caída de la zona de transición es comparable al del filtro de Chebyshev.

La Figura 21-9 muestra la respuesta de un filtro inverso paso bajo de Chebyshev con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Cuando se compara la Figura 21-9 con la 21-7 y la 21-8*a*, se puede observar que un filtro inverso de Chebyshev tiene una banda pasante plana, una atenuación rápida y rizado en la banda eliminada.

Monotónica significa que la banda eliminada no tiene rizado. Con las aproximaciones estudiadas anteriormente, los filtros de Butterworth y de Chebyshev tenían bandas eliminadas monotónicas. La aproximación inversa de Chebyshev tiene rizado en la banda eliminada.

Cuando se realizan las especificaciones de un filtro inverso de Chebyshev, debe ser marcada la atenuación mínima en la banda pasante, ya que podrían aparecer rizados en ella que superaran este valor. Por ejemplo, en la Figura 21-9, el filtro inverso de Chebyshev tiene una atenuación en la banda eliminada de 60 dB. Como se puede ver, el rizado está próximo a este nivel en diferentes frecuencias de la banda eliminada.

La respuesta inusual en la banda eliminada de la Figura 21-9 sucede debido a que el filtro inverso de Chebyshev tiene componentes que reducen la respuesta en la banda eliminada a ciertas frecuencias. En otras palabras, hay frecuencias en la banda eliminada que tienen una atenuación que se aproxima a infinito.

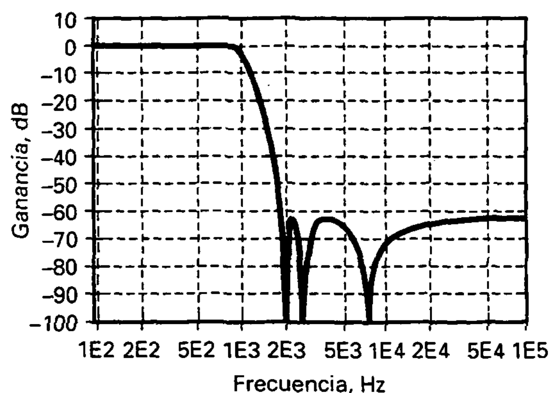


Figura 21-9. Respuesta paso bajo de Chebyshev inversa.

❑ Aproximación elíptica

Algunas aplicaciones requieren la mayor pendiente posible en la zona de atenuación. Si pueden ser aceptados los rizados en las bandas pasante y eliminada, el diseñador puede escoger la *aproximación elíptica*. También conocida como *filtro de Cauer*, este filtro optimiza la respuesta de la zona de atenuación a expensas de las bandas pasante y eliminada.

La Figura 21-10 muestra la respuesta de un filtro paso bajo elíptico con las mismas especificaciones de los anteriores: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Obsérvese que el filtro elíptico tiene rizado en las bandas pasante y eliminada y pendiente muy pronunciada en la zona de atenuación. Una vez que la respuesta pasa la frecuencia de corte, la pendiente de la atenuación inicial es muy marcada, disminuyendo ligeramente en la mitad de la zona de atenuación y aumentando de nuevo hasta el final. Tomando una serie de especificaciones para cualquier filtro complejo, la aproximación elíptica será siempre el diseño más eficiente; esto es, será el de menor orden.

Por ejemplo, suponiendo las siguientes especificaciones: $A_p = 0{,}5$ dB, $f_c = 1$ kHz, $As = 60$ dB, $f_s = 1{,}5$ kHz, el filtro de Butterworth será de orden 20, el de Chebyshev y el inverso de Chebyshev de orden 9 y el elíptico de orden 6. En otras palabras, el filtro elíptico requiere de un menor número de condensadores, lo que simplifica el circuito.

❑ Aproximación de Bessel

La **aproximación de Bessel** *tiene una banda pasante plana y una banda eliminada monotónica parecida a la de la aproximación de Butterworth.* Para un filtro del mismo orden, sin embargo, la caída en la zona de atenuación es mucho menor.

La Figura 21-11*a* muestra la respuesta de un filtro paso bajo de Bessel con las especificaciones anteriores: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Se puede observar que el filtro de Bessel tiene una banda pasante plana, una zona de atenuación con pendiente relativamente suave y una banda pasante monotónica. Tomando una serie de especificaciones de filtros complejos, la aproximación de Bessel produce siempre la zona de atenuación más ancha de

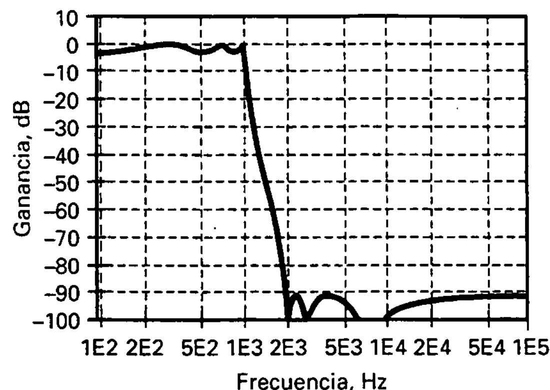
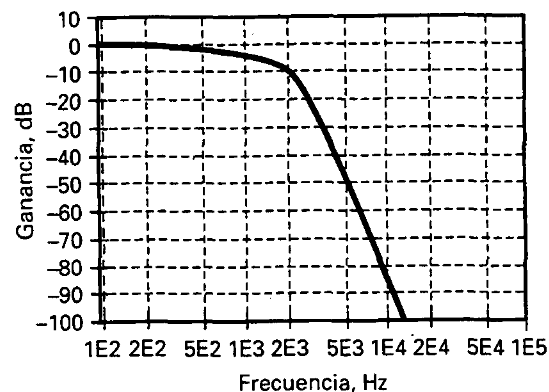


Figura 21-10. Respuesta paso bajo elíptica.



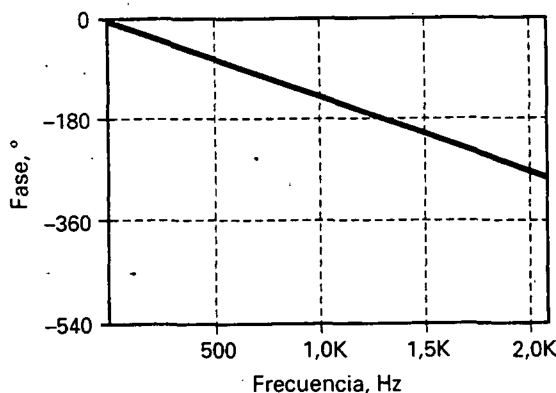


Figura 21-11. *a*) Respuesta en frecuencia paso bajo de Bessel; *b*) respuesta en fase paso bajo de Bessel.

todas las aproximaciones. Dicho de otra forma: tiene el mayor orden o mayor complejidad de todas las aproximaciones.

¿Por qué los filtros de Bessel tienen el mayor orden para las mismas especificaciones? Esto sucede porque todas las aproximaciones anteriores están optimizadas solamente para respuesta en frecuencia. En estas aproximaciones no se tiene en cuenta el control de la fase de la señal de salida. Sin embargo, la aproximación de Bessel está optimizada para producir un *desfase lineal* con la frecuencia. En otras palabras, los filtros de Bessel sacrifican la pendiente en la atenuación por conseguir un desfase lineal.

¿Por qué preocuparse por el desfase lineal? Recuérdese el estudio anterior del filtro ideal paso bajo. Una de las propiedades que lo hacían ideal era que tenía un desfase de 0°. Esto era deseable dado que de esta manera la forma de una señal no sinusoidal se mantendría cuando ésta atravesase el filtro. Con un filtro de Bessel no se consigue un desfase de 0°, pero se puede obtener una respuesta en fase lineal. Es una respuesta en fase en la cual el desfase aumenta linealmente con la frecuencia.

La Figura 21-11*b* muestra la respuesta en fase de un filtro de Bessel con $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Como puede observarse, la respuesta en fase es lineal. El desfase es aproximadamente 14° a 100 Hz, 28° a 200 Hz, 42° a 300 Hz, etc. La linealidad se mantiene durante toda la banda pasante y continúa algo más allá. Para las frecuencias superiores, la respuesta en fase comienza a no ser lineal, pero la cuestión no es ésta. Lo que cuenta es que la respuesta en fase es lineal para todas las frecuencias de la banda pasante.

El desfase lineal para todas las frecuencias de la banda pasante significa que la frecuencia fundamental y los armónicos de una señal no sinusoidal en la entrada del filtro se desfasarán linealmente a la salida del mismo. Por ello, la forma de la señal de salida será la misma que la de la señal de entrada. Si se aplica una tensión en la entrada del filtro y se observa su salida en un osciloscopio, se comprueba que tiene la mejor respuesta al escalón de todos los filtros.

La Figura 21-12 representa las diferentes respuestas al escalón para filtros paso bajo de $n = 10$, $A_p = 3$ dB y $f_c = 1$ kHz. Se puede observar cómo la respuesta del filtro de Butterworth (Fig. 21-12*a*) rebasa el nivel final y oscila unas cuantas veces hasta alcanzar el valor final de 1 V. Una respuesta como ésta puede ser aceptable en algunas aplicaciones, pero no es la ideal. La

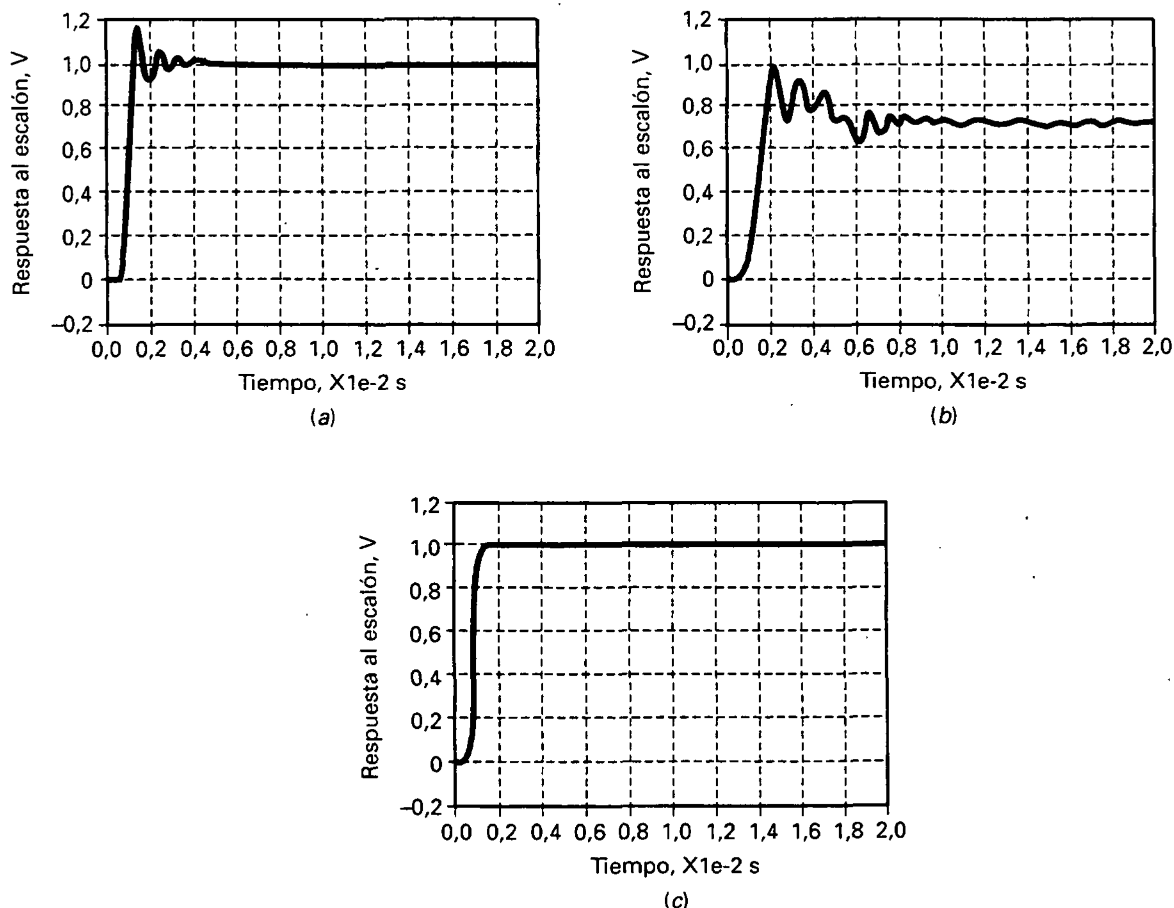


Figura 21-12. Respuesta al escalón. *a*) Butterworth y Chebyshev inversa; *b*) Chebyshev y elíptica; *c*) Bessel.

respuesta al escalón del filtro de Chebyshev (Fig. 21-12*b*) es peor. Rebasa y oscila muchas veces antes de alcanzar el nivel final. Una respuesta como ésta se aleja de la ideal y no es aceptable en muchas aplicaciones. La respuesta al escalón del filtro inverso de Chebyshev es parecida a la de Butterworth, ya que ambas son máximamente planas en la banda pasante. La respuesta al escalón de un filtro elíptico es parecida a la de Chebyshev, ya que amabas tienen rizado en la banda pasante.

La Figura 21-12*c* muestra la respuesta al escalón del filtro de Bessel. Es casi una reproducción ideal de un escalón en la tensión de entrada. La única desviación del escalón perfecto es el tiempo de subida. La respuesta al escalón de Bessel no tiene un apreciable rebase de nivel u oscilaciones. Como la transmisión de datos digitales consiste en una sucesión de cambios de nivel positivos y negativos, una respuesta al escalón limpia como la de la Figura 21-12*c* será la más adecuada. Por esta razón se utilizan los filtros de Bessel en sistemas de comunicación digitales.

Una respuesta en fase lineal implica un *retardo constante*, lo que significa que todas las frecuencias de la banda pasante están retrasadas la misma cantidad de tiempo después de pasar por el filtro. Esta cantidad de tiempo dependerá del orden del filtro. Con el filtro de Bessel, el retardo es constante para todas las frecuencias de la banda pasante.

Como ejemplo, la Figura 21.13*a* muestra el retardo de un filtro elíptico con $n = 10$, $A_p = 3$ dB y $f_c = 1$ kHz. Se puede observar cómo el retardo cambia con la frecuencia. La Figura 21-13*b* muestra el retardo de un filtro de Bessel con las mismas especificaciones. El retardo es ahora constante en toda la banda pasante y algo más allá. Éste es el motivo de que a los filtros de Bessel se les denomine también *máximamente lineales en fase*. Un retardo constante implica una fase lineal, y viceversa.

❑ Pendiente en las diferentes aproximaciones

La pendiente de un filtro de Butterworth está cuidadosamente resumida en las Ecuaciones (21-4*a*) y (21-4*b*):

$$\text{Pendiente} = 20n \quad \text{dB/década}$$

$$\text{Pendiente} = 6n \quad \text{dB/octava}$$

Las aproximaciones de Chebyshev, inversa de Chebyshev y elíptica tienen una pendiente más pronunciada en la zona de transición, pero la de Bessel tiene una pendiente menor.

Las pendientes en la región de transición de los filtros que no son de Butterworth no se pueden resumir con ecuaciones simples debido a que las pendientes no son lineales y dependen del orden del filtro, la amplitud del rizado y otros factores. Aunque no se escribirán ecuaciones para estas pendientes no lineales, se pueden comparar de la siguiente manera.

La Tabla 21-1 muestra la atenuación para $n = 6$ y $A_p = 3$ dB. Los filtros están ordenados por sus atenuaciones una octava por encima de la frecuencia de inflexión. El filtro de Bessel tiene la pendiente más lenta, le sigue el de Butterworth, etc. Todos los filtros con rizado en la banda pasante o en la banda eliminada tienen unas pendientes mayores que las de Bessel y Butterworth, que no tienen rizado en su respuesta en frecuencia.

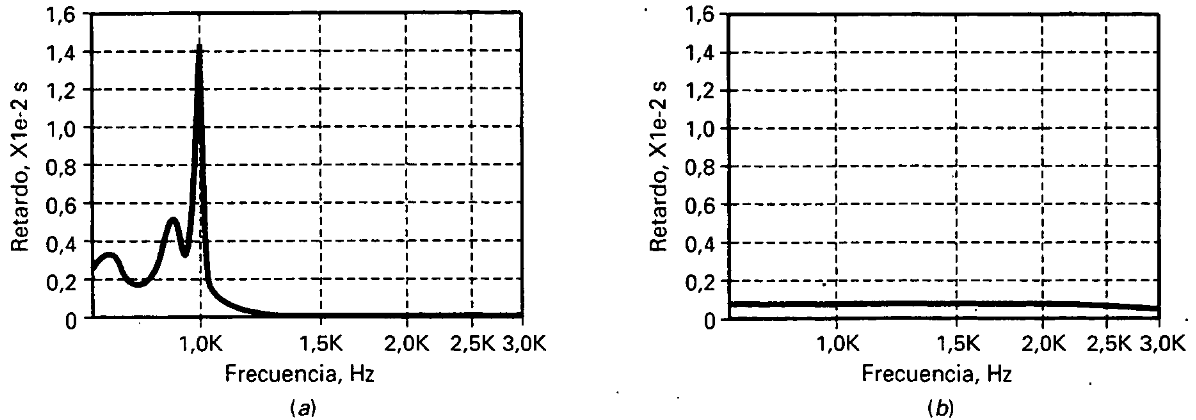


Figura 21-13. Retardos. *a*) Elíptica; *b*) Bessel.

❑ Otros tipos de filtros

La mayor parte del estudio anterior se puede aplicar a los filtros paso alto, paso banda y banda eliminada. Las aproximaciones para un filtro paso alto son las mismas que para uno paso bajo, excepto que las respuestas están giradas horizontalmente alrededor del eje de la frecuencia. Por ejemplo, la Figura 21-14 muestra la respuesta de Butterworth para un filtro paso alto con $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Es la imagen especular de la respuesta paso bajo analizada anteriormente. Las respuestas paso alto de Chebyshev, inversa de Chebyshev, elíptica y de Bessel son asimismo las imágenes especulares de sus correspondientes paso bajo.

Las respuestas paso banda son distintas. Éstas son las especificaciones usadas en el siguiente ejemplo: $n = 10$, $A_p = 2{,}5$ dB, $f_0 = 1$ kHz y BW = 3 kHz. La Figura 21-15*a* muestra la respuesta para un filtro de Butterworth. Como se esperaba, la banda pasante es máximamente plana y la banda eliminada es monotónica. La respuesta para un filtro de Chebyshev de la Figura 21-15*b* muestra rizado en la banda pasante y una banda eliminada monotónica. Hay seis rizados en la banda pasante, la mitad del orden, como indica la Ecuación (21-5). La Figura 21-15*c* es la respuesta de un filtro de Chebyshev inverso. Aquí se ve la banda pasante plana y el rizado en la banda eliminada. La Figura 21-15*d* muestra la respuesta para un filtro elíptico con su rizado en las bandas pasante y eliminada. Finalmente, la Figura 21-15*e* muestra la respuesta para un filtro de Bessel.

Tabla 21-1. Atenuación para aproximaciones de sexto orden

Tipo	f_c (dB)	$2f_c$ (dB)
Bessel	3	14
Butterworth	3	36
Chebyshev	3	63
Chebyshev inverso	3	63
Elíptica	3	93

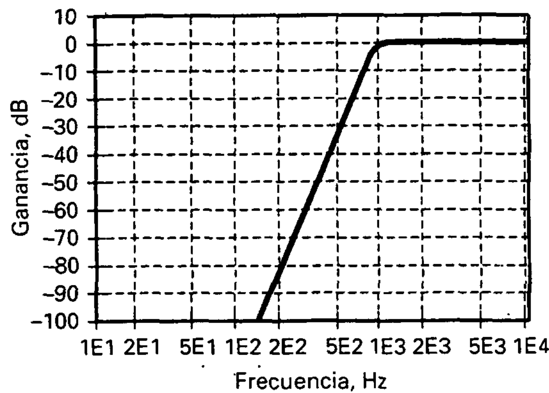


Figura 21-14. Respuesta paso alto de Butterworth.

Las respuestas de los filtros banda eliminada serán las opuestas a las de paso banda. Se representan a continuación para $n = 12$, $A_p = 3$ dB, $f_0 = 1$ kHz y BW = 3 kHz.

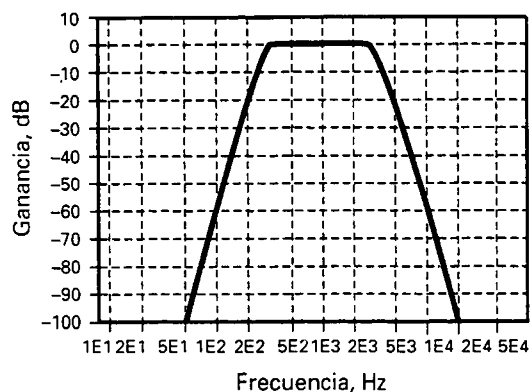
La Figura 21-16*a* muestra la respuesta para un filtro de Butterworth. Como se esperaba, la banda pasante es máximamente plana y la banda eliminada es monotónica. La respuesta para un filtro de Chebyshev de la Figura 21-16*b* muestra rizado en la banda pasante y una banda eliminada monotónica. La Figura 21-16*c* es la respuesta de un filtro de Chebyshev inverso. Aquí se ve la banda pasante plana y el rizado en la banda eliminada. La Figura 21-16*d* muestra la respuesta para un filtro elíptico con su rizado en las bandas pasante y eliminada. Finalmente, la Figura 21-16*e* muestra la respuesta para un filtro de Bessel.

❑ Conclusión

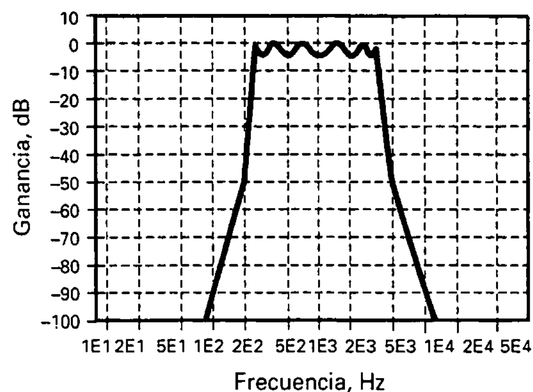
La Tabla 21-2 resume las cinco aproximaciones utilizadas en el diseño de filtros. Cada una tiene sus ventajas y sus desventajas. Cuando se necesita una banda pasante plana, los filtros de Butterworth y de Chebyshev inverso serán los candidatos más lógicos. Los requisitos de pendiente en la atenuación, orden y otras consideraciones de diseño determinarán cuál usar de los dos.

Tabla 21-2. Aproximaciones para los filtros

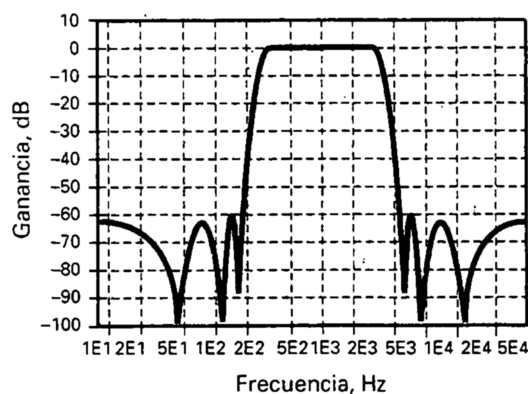
Tipo	Banda pasante	Banda eliminada	Pendiente	Respuesta al escalón
Butterworth	Plana	Monotónica	Buena	Buena
Chebyshev	Rizada	Monotónica	Muy buena	Mala
Chebyshev inversa	Plana	Rizada	Muy buena	Buena
Elíptica	Rizada	Rizada	La mejor	Mala
Bessel	Plana	Monotónica	Mala	La mejor



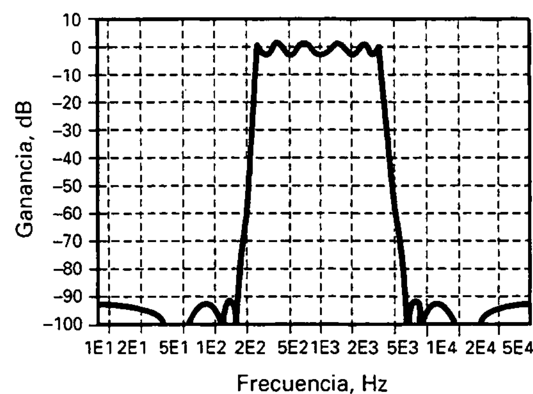
(*a*)



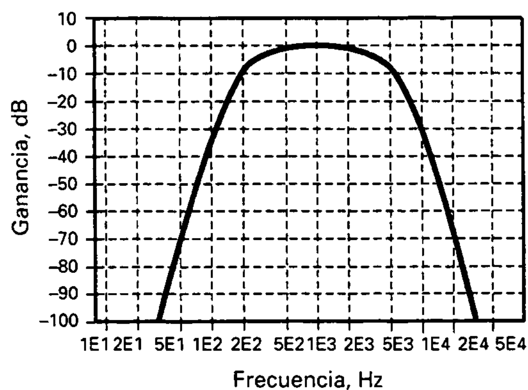
(*b*)



(*c*)

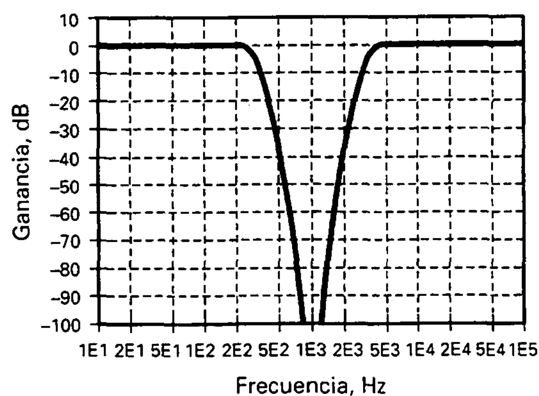


(*d*)

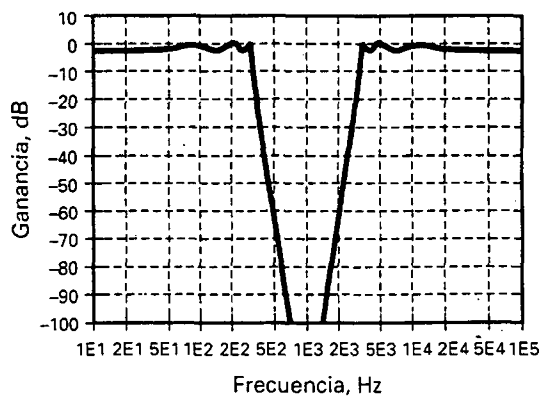


(*e*)

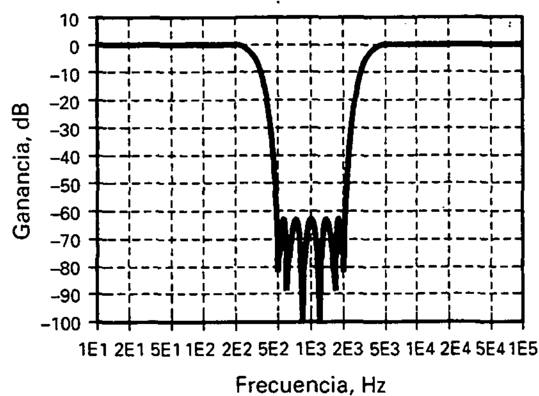
Figura 21-15. Respuestas paso banda. *a*) Butterworth; *b*) Chebyshev; *c*) Chebyshev inversa; *d*) elíptica; *e*) Bessel.



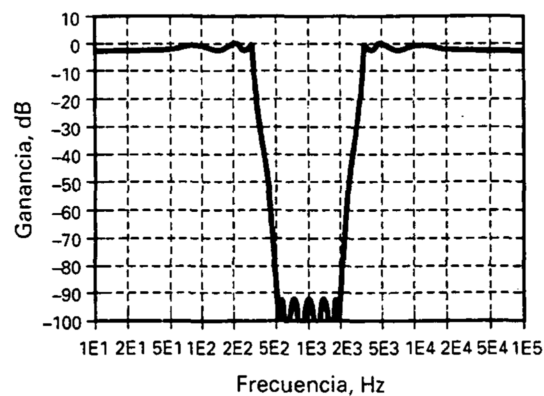
(a)



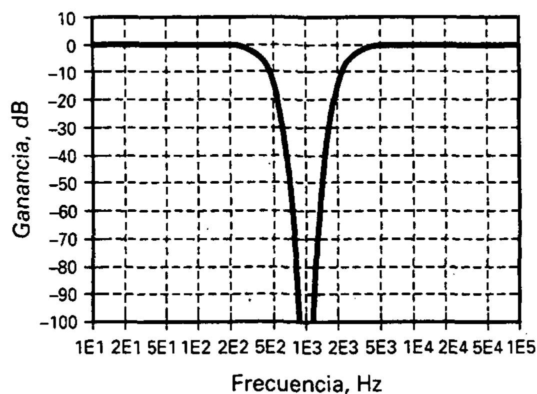
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 21-16. Respuestas banda eliminada. *a*) Butterworth; *b*) Chebyshev; *c*) Chebyshev inversa; *d*) elíptica; *e*) Bessel.

Si puede aceptarse el rizado en la banda pasante, los filtros de Chebyshev y elíptico serán los mejores candidatos. De nuevo, los requisitos en la pendiente, orden y otras consideraciones de diseño decidirán la elección final.

Cuando lo que importa es la respuesta al escalón, el filtro de Bessel será la elección lógica si puede cumplir los requisitos de atenuación. La aproximación de Bessel es la única de las que aparece en la tabla que mantiene la forma de una señal no sinusoidal. Esto es crítico en comunicaciones digitales, dado que consisten en una secuencia de escalones positivos y negativos.

En las aplicaciones en las que el filtro de Bessel no proporcione la atenuación requerida, se puede poner en cascada con un filtro paso todo que hará lineal la respuesta en fase consiguiendo una respuesta al escalón casi perfecta. En la sección posterior se estudiará con más detalle.

En circuitos con un amplificador operacional, resistencias y condensadores se pueden implementar las cinco aproximaciones. Como se verá, están disponibles muchos circuitos diferentes que ofrecen un compromiso entre la complejidad del diseño, la sensibilidad de los componentes y la facilidad de sintonizarlos. Por ejemplo, algunos circuitos de segundo orden utilizan sólo un amplificador operacional y unos pocos componentes. Pero estos circuitos simples tienen frecuencias de corte altamente dependientes de la tolerancia y derivas en los componentes. Otros circuitos de segundo orden pueden utilizar tres o más amplificadores, pero estos circuitos complejos son mucho menos dependientes de la tolerancia y derivas en los componentes.

21-3. FILTROS PASIVOS

Antes de estudiar los circuitos de filtros activos, hay dos ideas más en las que hace falta ahondar. Un filtro LC de segundo orden paso bajo tiene una frecuencia de resonancia y un valor de Q parecido a un circuito resonante paralelo o serie. Manteniendo la frecuencia de resonancia constante pero variando Q, se puede obtener rizado en la banda pasante de los filtros de orden superior. Esta sección describirá el concepto por el cual se explica el uso extendido de los filtros activos.

❑ Frecuencia de resonancia y *Q*

La Figura 21-17 muestra un filtro LC paso bajo. Es de orden 2, ya que contiene dos componentes reactivos, una autoinducción y un condensador. Un filtro LC de segundo orden tiene una frecuencia de resonancia y un valor de Q definido por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{21-6}$$

$$Q = \frac{R}{X_L} \tag{21-7}$$

donde X_L se calcula a la frecuencia resonante.

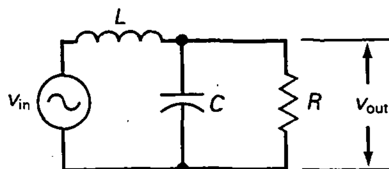


Figura 21-17. Filtro *LC* de segundo orden.

Por ejemplo, el filtro de la Figura 21-18*a* tiene una frecuencia resonante y un *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(9{,}55\text{ mH})(2{,}65\ \mu\text{F})}} = 1\text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(9{,}55\text{ mH})} = 10$$

La Figura 21-18*b* muestra la respuesta en frecuencia. Obsérvese cómo la repuesta tiene un pico a 1 kHz, la frecuencia de resonancia del filtro. También se puede observar cómo la ganancia en tensión aumenta 20 dB a esa frecuencia. El *Q* mayor se produce cuando es mayor el incremento en la ganancia en tensión a la frecuencia de resonancia.

El filtro de la Figura 21-18*c* tiene una frecuencia de resonancia y valor para *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(47{,}7\text{ mH})(531\text{ nF})}} = 1\text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(47{,}7\text{ mH})} = 2$$

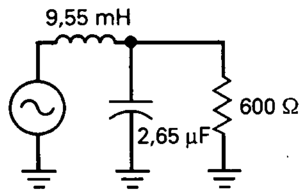
En esta figura, la autoinducción ha aumentado en un factor 5 y la capacidad ha disminuido en este mismo valor con respecto a la Figura 21-18*a*. Dado que el producto *LC* es igual, la frecuencia de resonancia se mantiene en 1 kHz.

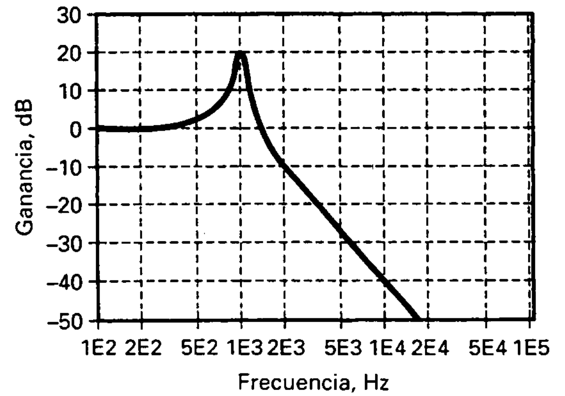
Por otra parte, *Q* ha disminuido en un factor 5, ya que es inversamente proporcional a la inductancia. La Figura 21-18*d* muestra la respuesta en frecuencia. Se puede ver cómo de nuevo tiene un pico a 1 kHz, pero el aumento de la ganancia en tensión es sólo de 6 dB, debido al valor bajo de *Q*.

Si *Q* continúa disminuyendo, el pico resonante terminará por desaparecer. Por ejemplo, el filtro de la Figura 21-18*e* tiene:

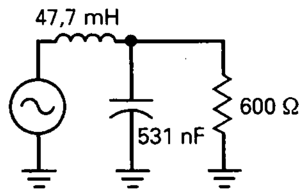
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(135\text{ mH})(187\text{ nF})}} = 1\text{ kHz}$$

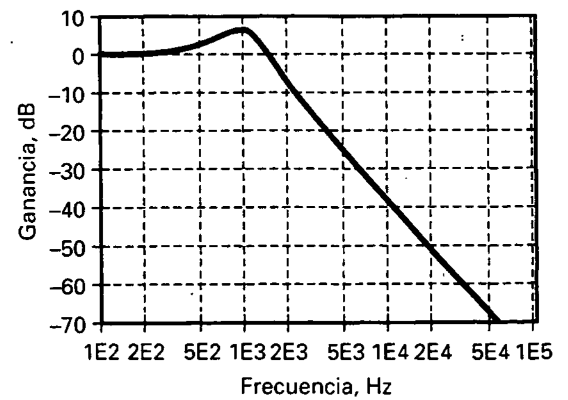
$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(135\text{ mH})} = 0{,}707$$



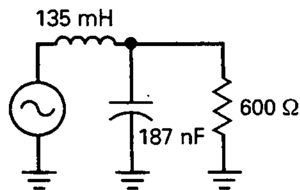


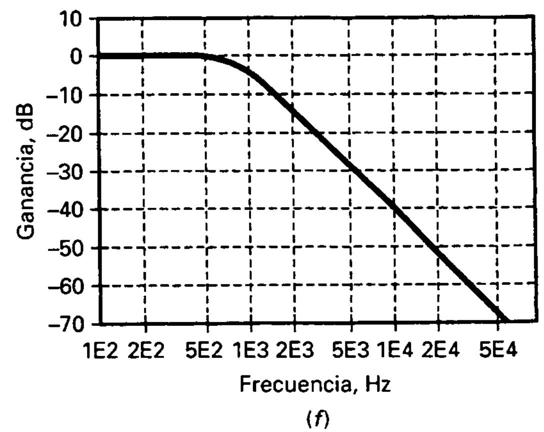
(*a*) (*b*)





(*c*) (*d*)





(*e*) (*f*)

Figura 21-18. Ejemplos.

La Figura 21-18*f* muestra la respuesta en frecuencia, que no es más que una respuesta de Butterworth. Con $Q = 0{,}707$, el pico resonante desaparece y la banda pasante empieza a ser máximamente plana. Cualquier filtro de segundo orden con $Q = 0{,}707$ es siempre una respuesta de Butterworth.

❑ Factor de amortiguación

Otra manera de explicar el pico en la frecuencia de resonancia es usando el *factor de amortiguación*, definido como:

$$\alpha = \frac{1}{Q} \tag{21-8}$$

Para $Q = 10$, el factor de amortiguación vale:

$$\alpha = \frac{1}{10} = 0{,}1$$

De igual forma, si Q vale 2, entonces $\alpha = 0{,}5$, y para $Q = 0{,}707$, α será 1,414.

La Figura 21-18*b* tiene un factor de amortiguación de solamente 0,1. En la Figura 21-18*d*, aumenta hasta 0,5 en el pico de la frecuencia de resonancia. En la Figura 21-18*f*, el factor de amortiguación aumentó a 1,414 y ha desaparecido el pico. Como dice la palabra, *amortiguar* significa «reducir» o «disminuir». Cuanto mayor factor de amortiguación, menor es el pico.

❑ Respuestas de Butterworth y Chebyshev

La Figura 21-19 resume el efecto de Q en un filtro de segundo orden. Como se aprecia, un valor Q de 0,707 produce la respuesta de Butterworth o máximamente plana. Si Q es 2, aparece un pico de 6 dB de amplitud, y si Q es 10, su amplitud aumenta hasta los 20 dB. En términos de amortiguación, la respuesta de Butterworth tiene una *amortiguación crítica*, mientras que la respuesta al rizado está *subamortiguada*. La respuesta de Bessel (no mostrada) está *sobreamortiguada*, dado que Q vale 0,577.

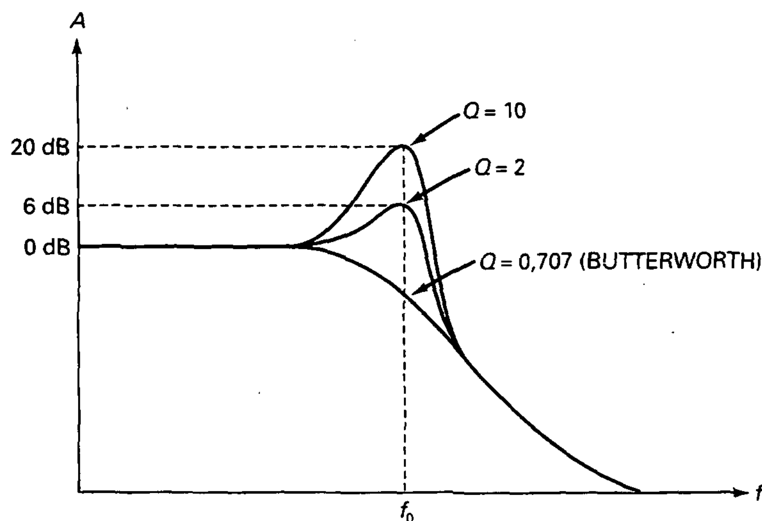


Figura 21-19. Efecto del valor de Q en una respuesta de segundo orden.

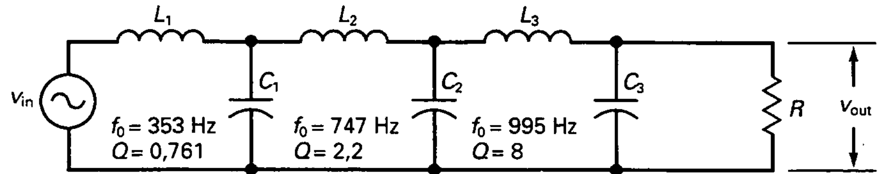


Figura 21-20. Sucesión de frecuencias de resonancia y los Q en un filtro de orden superior.

❑ Filtros *LC* de orden superior

Los filtros de orden superior se construyen normalmente poniendo en cascada etapas de segundo orden. Por ejemplo, la Figura 21-20 muestra un filtro de Chebyshev con una frecuencia de inflexión de 1 kHz y una amplitud de rizado de 1 dB. El filtro consta de tres etapas de segundo orden, lo que implica que el circuito completo es un filtro de orden 6. Como $n = 6$, el filtro presenta tres rizados en la banda pasante.

Cada etapa tiene su propia frecuencia de resonancia y Q. Cada una de estas frecuencias provocará un rizado en la banda pasante. Los distintos valores de los Q sucesivos mantienen la amplitud del rizado en 1 dB al producir picos a frecuencias en las cuales otras etapas han empezado ya la zona de atenuación. Por ejemplo, la segunda etapa tiene su frecuencia de resonancia a 747 Hz. A esta frecuencia, la primera etapa ya está atenuando, puesto que su frecuencia de corte es de 353 Hz. La segunda etapa compensa esta caída produciendo un pico en su frecuencia de resonancia a 747 Hz. De igual manera, la tercera etapa tiene una frecuencia de corte de 995 Hz. A esta frecuencia, la primera y la segunda etapa están ya en la zona de atenuación, pero la tercera etapa lo compensa con un valor de Q alto para un pico a 995 Hz.

La idea de encadenar las frecuencias de resonancia y los Q de las etapas de segundo orden es aplicable tanto a los filtros activos como a los pasivos. En otras palabras, para construir un filtro de orden superior, se dispondrán en cascada las etapas de segundo orden necesarias con sus frecuencias y los Q encadenados de tal forma que se consiga la respuesta global deseada.

21-4. ETAPAS DE PRIMER ORDEN

Los filtros de primer orden o de un polo tienen sólo un condensador. Por ello, únicamente pueden producir una respuesta paso bajo o paso alto. Los filtros paso banda y banda eliminada sólo pueden implementarse cuando n es mayor que 1.

❑ Etapas de paso bajo

La Figura 21-21*a* muestra la forma más simple de construir un filtro paso bajo activo de primer orden. No tiene nada más que un circuito de retardo *RC* y un seguidor de tensión. La ganancia en tensión es:

$$A_v = 1$$

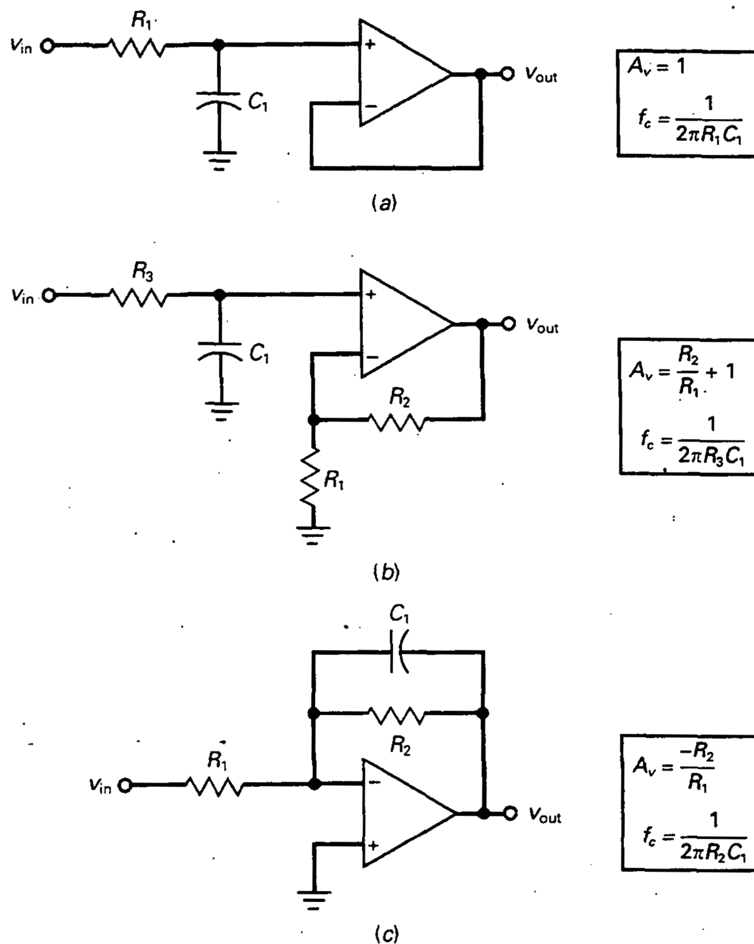


Figura 21-21. Etapa paso bajo de primer orden. *a*) No inversora de ganancia unidad; *b*) no inversora con ganancia de tensión; *c*) inversora con ganancia de tensión.

La frecuencia de corte a tres dB viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{21-9}$$

Cuando aumenta la frecuencia por encima de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva disminuye y reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito de retardo R_1C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae. Cuando la frecuencia se aproxima a infinito, el condensador se aproxima al corte, con lo que su tensión de entrada es cero.

La Figura 21-21*b* muestra otro filtro paso bajo de primer orden no inversor. Aunque tiene dos resistencias adicionales, posee la ventaja de la ganan-

cia en tensión. La ganancia en tensión por debajo de la frecuencia de corte viene dada por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21-10}$$

La frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{21-11}$$

Por encima de la frecuencia de corte, el circuito de retardo reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito de retardo R_3C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae a una velocidad de 20 dB por década.

La Figura 21-21*c* muestra un filtro paso bajo de primer orden no inversor y sus ecuaciones. Para bajas frecuencias, el condensador se puede considerar circuito abierto y el circuito funciona como un amplificador inversor con una ganancia de:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \tag{21-12}$$

Según aumenta la frecuencia, la reactancia capacitiva disminuye y reduce la impedancia de la rama de realimentación. Esto implica una menor ganancia de tensión. Cuando la frecuencia se aproxima a infinito, el condensador comienza a estar en cortocircuito, con lo que no hay ganancia en tensión. Como muestra la Figura 21-21*c*, la frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{21-13}$$

No hay otra forma de implementar un filtro de primer orden paso bajo. En otras palabras, los circuitos que aparecen en la Figura 21-21 son las tres únicas configuraciones posibles para una etapa activa de filtro paso bajo.

Una aclaración final sobre las etapas de primer orden. Sólo implementan respuestas de Butterworth. Esto es debido a que las etapas de primer orden no tienen frecuencia de resonancia. De esta forma, no pueden producir el pico que provoca el rizado de la banda pasante. Con ello se deduce que todas las etapas de primer orden son máximamente planas y monotónicas en la banda pasante, y se atenúan a una razón de 20 dB por década.

❑ Etapas paso alto

La Figura 21-22*a* muestra la manera más sencilla de construir un filtro paso alto activo de primer orden. La ganancia en tensión es:

$$A_v = 1$$

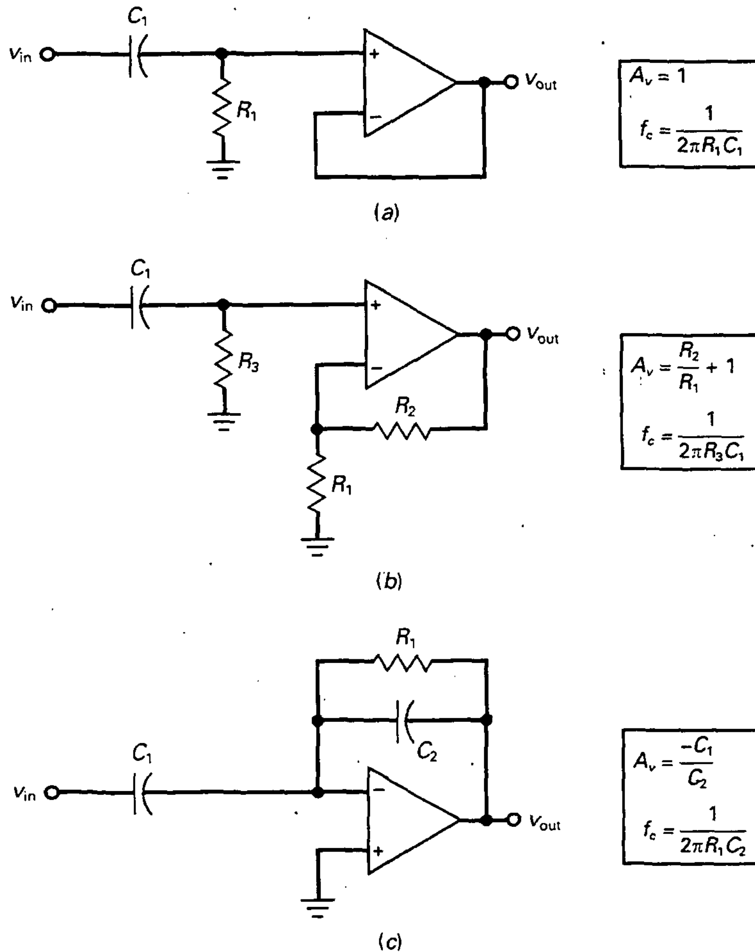


Figura 21-22. Etapa paso alto de primer orden. *a*) No inversora de ganancia unidad; *b*) no inversora con ganancia de tensión; *c*) inversora con ganancia de tensión.

La frecuencia de corte a 3 dB viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad (21\text{-}14)$$

Cuando disminuye la frecuencia por debajo de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva aumenta y reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito R_1C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae. Cuando la frecuencia se aproxima a cero, el condensador está abierto y su tensión de entrada es cero.

La Figura 21-22*b* muestra otro filtro paso alto de primer orden no inversor. La ganancia en tensión por encima de la frecuencia de corte viene dada por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (21\text{-}15)$$

La frecuencia de corte a 3 dB viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \qquad (21\text{-}16)$$

Muy por debajo de la frecuencia de corte, el circuito *RC* reduce la tensión en la entrada no inversora. Como el circuito de retardo R_3C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decae a una velocidad de 20 dB por década.

La Figura 21-22*c* muestra otro filtro paso alto de primer orden y sus ecuaciones. Para frecuencias altas, el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia en tensión de:

$$A_v = \frac{-X_{C2}}{X_{C1}} = \frac{-C_1}{C_2} \qquad (21\text{-}17)$$

Según disminuye la frecuencia, las reactancias capacitivas aumentan y eventualmente reducen la señal de entrada y la realimentación. Esto implica una menor ganancia de tensión. Cuando la frecuencia se aproxima a cero, los condensadores pasan a circuito abierto y no habrá señal de entrada. Como muestra la Figura 21-21*c*, la frecuencia de corte a 3 dB viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \qquad (21\text{-}18)$$

EJEMPLO 21-1

¿Cuánto vale la ganancia en tensión de la Figura 21-23*a*? ¿Cuál es su frecuencia de corte? ¿Y su respuesta en frecuencia?

SOLUCIÓN

Éste es un filtro paso bajo de primer orden no inversor. Con las Ecuaciones (21-10) y (21-11), la ganancia en tensión y la frecuencia de corte son:

$$A_v = \frac{39\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 40$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(12\ \text{k}\Omega)(680\ \text{pF})} = 19{,}5\ \text{kHz}$$

La Figura 21-23*b* muestra la respuesta en frecuencia. La ganancia en tensión es de 32 dB en la banda pasante. La respuesta tiene su inflexión a 19,5 kHz y a partir de aquí se atenúa a razón de 20 dB por década.

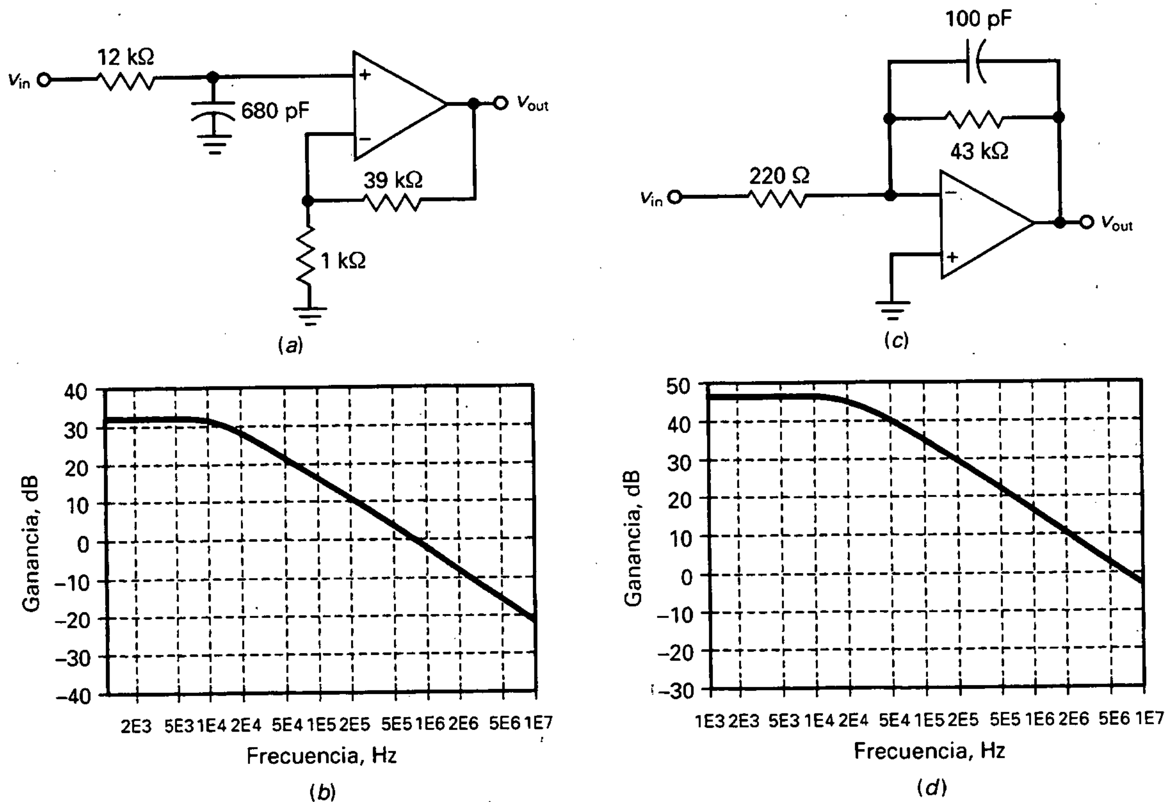


Figura 21-23. Ejemplos.

EJEMPLO 21-2

¿Cuánto vale la ganancia en tensión de la Figura 21-23*c*? ¿Cuál es su frecuencia de corte? ¿Y su respuesta en frecuencia?

SOLUCIÓN

Este es un filtro paso bajo de primer orden no inversor. Con las Ecuaciones (21-12) y (21-13), la ganancia en tensión y la frecuencia de corte son:

$$A_v = \frac{-43\ \text{k}\Omega}{220\ \Omega} = -195$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(43\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 37\ \text{kHz}$$

La Figura 21-23*d* muestra la respuesta en frecuencia. La ganancia en tensión es de 45,8 dB en la banda pasante. La respuesta tiene su inflexión a 37 kHz y a partir de aquí se atenúa a razón de 20 dB por década.

21-5. FILTROS PASO BAJO DE SEGUNDO ORDEN Y GANANCIA UNIDAD CON VCVS

Las etapas de segundo orden o de dos polos son las más comunes debido a que son fáciles de construir y analizar. Los filtros de orden superior se construyen normalmente poniendo en cascada varias etapas de segundo orden. Cada una de ellas tiene su propia frecuencia de resonancia y un factor Q que determinan el número de picos.

En esta sección se estudian los filtros paso bajo de Sallen-Key (nombrados así por su inventor). Estos filtros también se denominan filtros VCVS porque el amplificador operacional se utiliza como una fuente de tensión controlada por tensión. Los circuitos paso bajo con VCVS pueden implementar tres de las aproximaciones básicas: Butterworth, Chebyshev y Bessel.

❑ Implementación del circuito

La Figura 21-24 muestra un filtro paso bajo de segundo orden de Sallen-Key. Las dos resistencias tienen el mismo valor, pero los dos condensadores son distintos. Hay un circuito de retardo en la entrada no inversora, pero al mismo tiempo es el camino de realimentación a través del segundo condensador C_2. Para bajas frecuencias, ambos condensadores están en circuito abierto y el circuito tiene una ganancia unidad, dado que el amplificador operacional está conectado como un seguidor de tensión.

Según va aumentando la frecuencia, disminuye la impedancia de C_1 y disminuye también la tensión en la entrada no inversora. Al mismo tiempo, el condensador C_2 realimenta una señal que está en fase con la señal de entrada. Como la señal de realimentación se suma a la de la fuente de señal, la realimentación es *positiva*. Así se obtiene que una disminución en la tensión de la entrada no inversora producida por C_1 no será tan grande como si no estuviera la realimentación positiva.

Cuanto mayor sea C_2 con respecto a C_1, más positiva será la realimentación; esto equivale a aumentar Q en el circuito. Si C_2 es lo suficientemente grande como para hacer Q mayor de 0,707, aparecerá un pico en la respuesta en frecuencia.

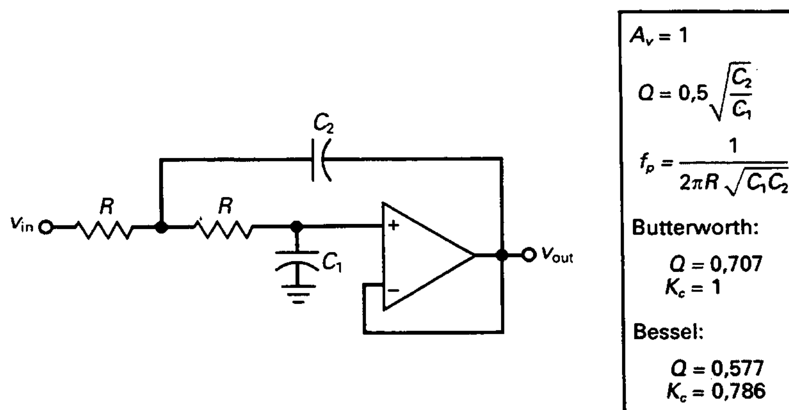


Figura 21-24. Etapa de segundo orden VCVS para Butterworth y Bessel.

Frecuencia del polo

Como muestra la Figura 21-24:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \qquad (21\text{-}19)$$

y

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} \qquad (21\text{-}20)$$

La **frecuencia del polo** (f_p) es *una frecuencia especial utilizada en el diseño de filtros activos.* Las matemáticas utilizadas para hallar este polo son demasiado complicadas para tratarlas aquí, ya que incluyen un concepto avanzado denominado plano *s*. Otros cursos avanzados analizan y diseñan filtros utilizando el plano *s*. (*Nota: s* es un número complejo que viene dado por $\sigma + j\omega$.)

Para continuar con el análisis será suficiente entender cómo se calcula la frecuencia del polo. En circuitos más complicados, la frecuencia del polo viene dada por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

En un filtro Sallen-Key de ganancia unidad, $R_1 = R_2$ y la ecuación se simplifica a la Ecuación (21-20).

Respuestas de Butterworth y Bessel

Cuando se analiza un circuito como el que aparece en la Figura 21-24, se comienza por calcular Q y f_p. Si $Q = 0{,}707$, se tiene una respuesta de Butterworth y un valor para K_c de 1. Si $Q = 0{,}577$, se tiene una respuesta de Bessel y un valor de K_c de 0,786. Posteriormente, se calcula la frecuencia de corte con:

$$f_c = K_c f_p \qquad (21\text{-}21)$$

Con los filtros de Butterworth y Bessel, la frecuencia de corte es siempre la frecuencia a la cual la atenuación es de 3 dB.

Respuesta del pico

La Figura 21-25 muestra la manera de analizar el circuito cuando Q es mayor de 0,707. Después de calcular Q y la frecuencia del polo del circuito, se calcularán otras tres frecuencias con las ecuaciones:

$$f_0 = K_0 f_p \qquad (21\text{-}22)$$

$$f_c = K_c f_p \qquad (21\text{-}23)$$

$$f_{3dB} = K_3 f_p \qquad (21\text{-}24)$$

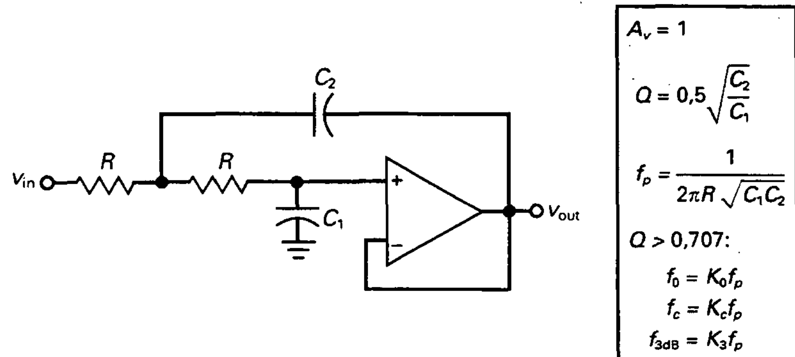


Figura 21-25. Etapa de segundo orden con $Q > 0{,}707$.

La primera de estas frecuencias es la frecuencia de resonancia donde aparece el pico. La segunda es la frecuencia de inflexión, y la tercera es la frecuencia a 3 dB.

La Tabla 21-3 muestra los valores de K y A_p frente a Q. Los valores de Bessel y Butterworth aparecen primero. Ya que estas respuestas no presentan ninguna frecuencia resonante, los valores para K_0 y A_p no aparecen. Cuando Q es mayor de 0,707, aparece una frecuencia de resonancia, con lo que existen valores para K y A_p. Marcando los valores de la Tabla 21-3 en una gráfica, se obtiene la Figura 21-26*a* y *b*. Se puede usar la tabla para los valores enteros de Q y la gráfica para los valores intermedios. Por ejemplo, si $Q = 5$, se pueden extraer los siguientes valores aproximados de la Tabla 21-3 o de la Figura 21-26: $K_0 = 0{,}99$, $K_c = 1{,}4$, $K_3 = 1{,}54$ y $A_p = 14$ dB.

Tabla 21-3. Valores de K y amplitud del rizado de etapas de segundo orden

Q	K_0	K_c	K_3	A_p(dB)
0,577	—	0,786	1	—
0,707	—	1	1	—
0,75	0,333	0,471	1,057	0,054
0,8	0,467	0,661	1,115	0,213
0,9	0,620	0,874	1,206	0,688
1	0,708	1,000	1,272	1,25
2	0,935	1,322	1,485	6,3
3	0,972	1,374	1,523	9,66
4	0,984	1,391	1,537	12,1
5	0,990	1,400	1,543	14
6	0,992	1,402	1,546	15,6
7	0,994	1,404	1,548	16,9
8	0,995	1,406	1,549	18
9	0,997	1,408	1,550	19
10	0,998	1,410	1,551	20
100	1,000	1,414	1,554	40

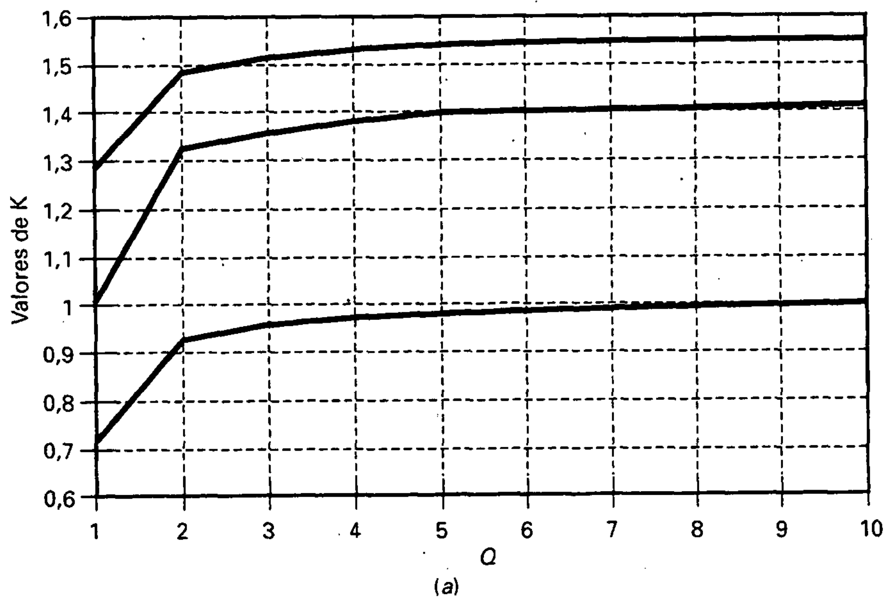
En la Figura 21-26*a*, obsérvese cómo los valores de K se nivelan conforme Q se acerca a 10. Para Q mayor de 10, se usarán las siguientes aproximaciones:

$$K_0 = 1 \quad (21\text{-}25)$$

$$K_c = 1{,}414 \quad (21\text{-}26)$$

$$K_3 = 1{,}55 \quad (21\text{-}27)$$

$$A_p = 20 \log Q \quad (21\text{-}28)$$



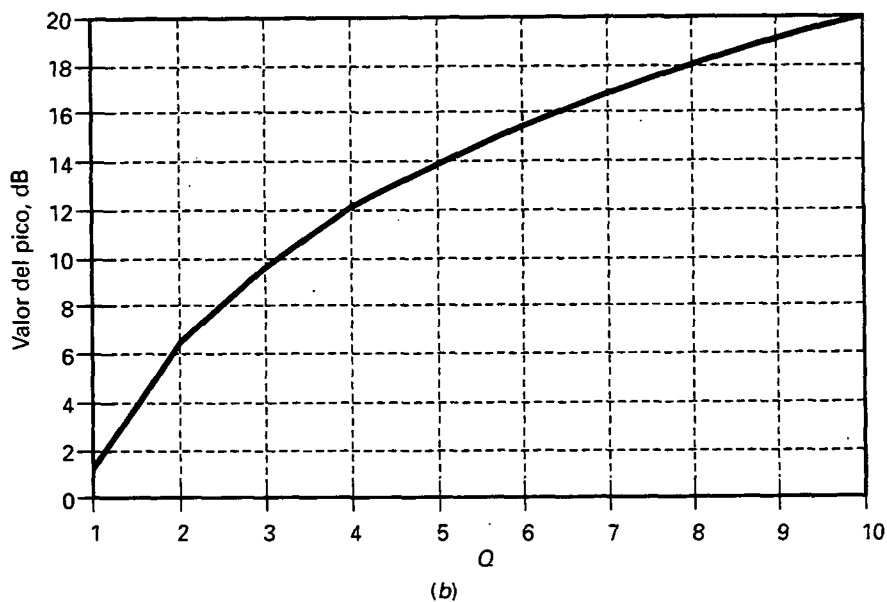


Figura 21-26. *a*) Valor de K frente a Q; *b*) valor del pico frente a Q.

Los valores que aparecen en la Tabla 21-3 y en la Figura 21-26 son aplicables a etapas paso bajo de segundo orden.

❑ Producto ganancia por ancho de banda en los amplificadores operacionales

En todo lo tratado sobre los filtros activos se supondrá que los amplificadores operacionales tienen un *producto ganancia por ancho de banda* (*GBW*, del inglés *gain-bandwidth product*) suficiente como para no afectar al funcionamiento del filtro. La limitación del GBW hace que aumente el valor de Q en la etapa. Para frecuencias de corte altas, el diseñador debe ser consciente de la limitación del GBW, ya que puede ver afectado el funcionamiento del filtro.

Una forma de corregir la limitación del GBW es por medio de la *predistorsión*. Este término se refiere a la disminución del valor de Q en el diseño lo suficiente como para compensar la limitación del GBW. Por ejemplo, si una etapa debía tener un valor de 10 para Q y la limitación del GBW la hace aumentar hasta 11, el diseñador puede predistorsionarlo diseñando la etapa con un valor de Q de 9,1. La limitación del GBW lo aumentará de 9,1 a 10. Los diseñadores tratan de evitar la predistorsión, ya que etapas con valores de Q altos y bajos pueden interactuar desfavorablemente. La aproximación más favorable es usar el mejor amplificador operacional, el que tenga el mayor GBW (lo mismo que f_{unidad}).

EJEMPLO 21-3

¿Cuál es la frecuencia del polo y Q del filtro de la Figura 21-27? ¿Y la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN

El factor Q y la frecuencia del polo son:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{1{,}64\text{ nF}}{820\text{ pF}}} = 0{,}707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(30\text{ k}\Omega)\sqrt{(820\text{ pF})(1{,}64\text{ nF})}} = 4{,}58\text{ kHz}$$

El que Q valga 0,707 significa que es una respuesta de Butterworth, así que la frecuencia de corte coincide con la frecuencia del polo:

$$f_c = f_p = 4{,}58\text{ kHz}$$

La respuesta de este filtro comienza su atenuación a 4,58 kHz y decae a un ritmo de 40 dB por década, ya que $n = 2$.

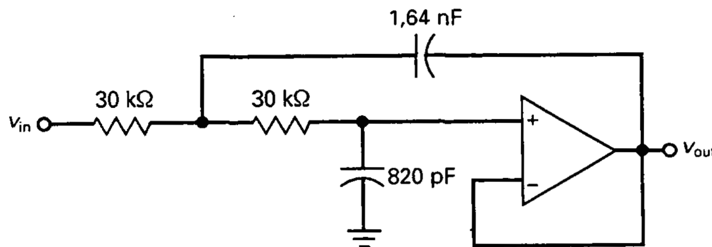


Figura 21-27. Ejemplo de filtro de Butterworth de ganancia unidad.

EJEMPLO 21-4

¿Cuál es la frecuencia del polo y Q del filtro de la Figura 21-28? ¿Cuál es la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN

El factor Q y la frecuencia del polo son:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{440\ \text{pF}}{330\ \text{pF}}} = 0{,}577$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(51\ \text{k}\Omega)\sqrt{(330\ \text{pF})(440\ \text{pF})}} = 8{,}19\ \text{kHz}$$

El que Q valga 0,577 significa que es una respuesta de Bessel. Con la Ecuación (21-21), la frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = K_c f_p = 0{,}786(8{,}19\ \text{kHz}) = 6{,}44\ \text{kHz}$$

EJEMPLO 21-5

¿Cuál es la frecuencia del polo y Q del filtro de la Figura 21-29? ¿Cuánto vale la frecuencia de corte y la frecuencia a 3 dB?

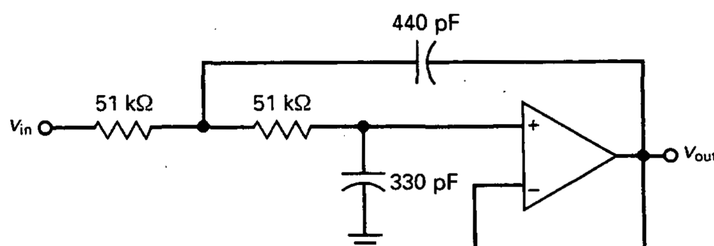


Figura 21-28. Ejemplo de filtro de Bessel de ganancia unidad.

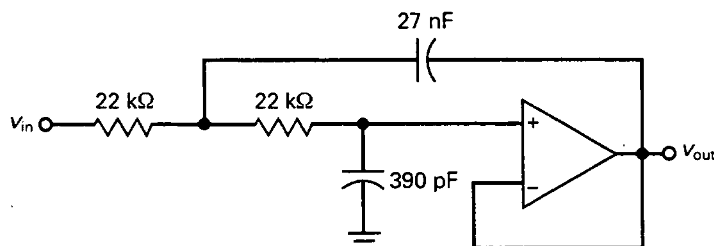


Figura 21-29. Ejemplo de filtro de ganancia unidad con $Q > 0{,}707$.

SOLUCIÓN

El factor Q y la frecuencia del polo son:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{27\text{ nF}}{390\text{ pF}}} = 4{,}16$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi(22\text{ k}\Omega)\sqrt{(390\text{ pF})(27\text{ nF})}} = 2{,}23\text{ kHz}$$

Podemos obtener los siguientes valores de la Figura 21-26:

$$K_0 = 0{,}99$$
$$K_c = 1{,}38$$
$$K_3 = 1{,}54$$
$$A_p = 12{,}5\text{ dB}$$

La frecuencia de corte es:

$$f_c = K_c f_p = 1{,}38(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}08\text{ kHz}$$

y la frecuencia a 3 dB:

$$f_{3dB} = K_3 f_p = 1{,}54(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}43\text{ kHz}$$

21-6. FILTROS DE ORDEN SUPERIOR

El método común para construir filtros de orden superior es poner en cascada etapas de primer y segundo orden. Cuando el orden es par, se ponen en cascada sólo etapas de segundo orden. Cuando el orden es impar, habrá que añadir, además de las de segundo orden, una etapa de primer orden. Por ejemplo, si se quiere construir un filtro de orden seis, se deberán poner en cascada tres etapas de orden dos. Si lo que se quiere es un filtro de orden cinco, se pondrán en cascada dos etapas de orden dos y una de orden uno.

❑ Filtros de Butterworth

Cuando se ponen etapas en cascada, se puede sumar la atenuación en decibelios de cada etapa para obtener la atenuación total. Por ejemplo, la Figura 21-30*a* muestra dos etapas de segundo orden en cascada. Si cada una de ellas tiene $Q = 0{,}707$ y una frecuencia de polo de 1 kHz, entonces cada etapa tiene una respuesta de Butterworth con una atenuación de 3 dB a 1 kHz. Aunque cada etapa tiene una respuesta de Butterworth, la respuesta global no será de Butterworth, ya que cae en la frecuencia del polo, como muestra la Figura 21-30*b*. Como cada etapa tiene una atenuación de 3 dB en la frecuencia de corte, la atenuación total a 1 kHz es de 6 dB.

Para conseguir una respuesta de Butterworth, las frecuencias del polo deben permanecer en 1 kHz, pero el valor de los Q para cada una de las etapas debe ser una sucesión por encima y por debajo de 0,707. La Figura 21-30*c* muestra cómo conseguir una respuesta de Butterworth para el filtro global. La primera etapa tiene una $Q = 0{,}54$ y en la segunda $Q = 1{,}31$. El pico de la segunda etapa compensa la caída de la primera y se obtiene una atenuación de 3 dB a 1 kHz. Además se puede ver que la respuesta es máximamente plana en la banda pasante con estos valores de Q.

La Tabla 21-4 muestra la sucesión de valores que debe tomar Q en cada una de las etapas para obtener filtros de Butterworth de orden superior. Todas las etapas tienen la misma frecuencia de polo, pero diferente Q. Por

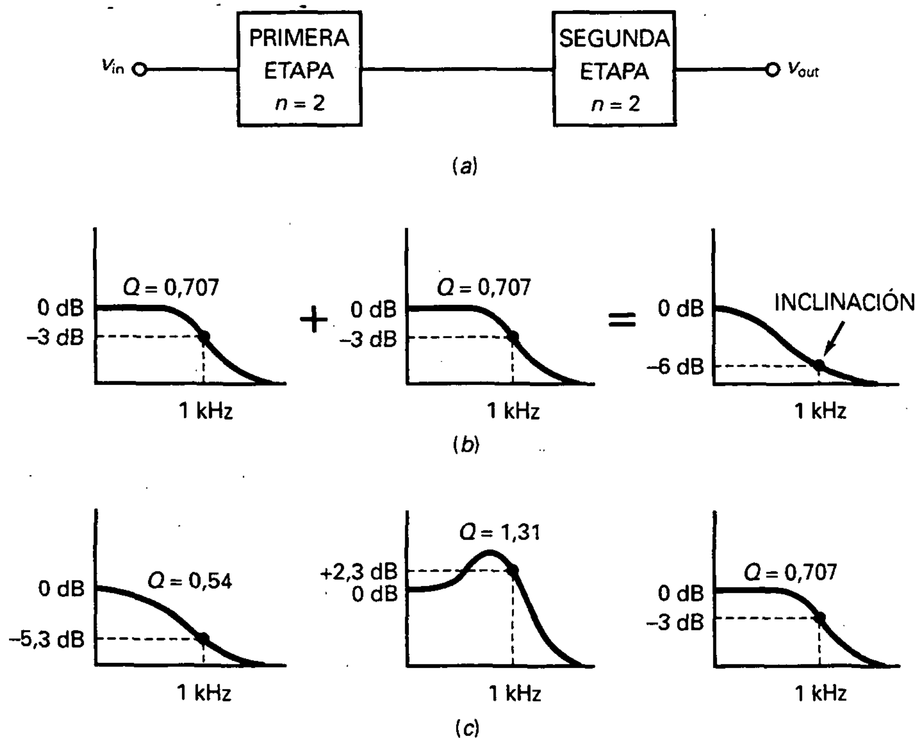


Figura 21-30. *a*) Dos etapas en cascada; *b*) etapas iguales provocan una caída en la frecuencia de corte; *c*) valores de Q altos y bajos alternos se compensan para conseguir la respuesta de Butterworth.

Tabla 21-4. Valores de las distintas Q para filtros paso bajo de Butterworth

Orden	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3	Etapa 4	Etapa 5
2	0,707				
4	0,54	1,31			
6	0,52	1,93	0,707		
8	0,51	2,56	0,6	0,9	
10	0,51	3,2	0,56	1,1	0,707

ejemplo, el filtro de cuarto orden de la Figura 21-30*c* toma unos valores para Q de 0,54 y 1,31, los mismos que aparecen en la Tabla 21-4. Para construir un filtro de Butterworth de décimo orden, se necesitarán cinco etapas con valores para Q de 0,51, 3,2, 0,56, 1,1 y 0,707.

❑ Filtros de Bessel

Para construir un filtro de Bessel de orden superior se necesita encadenar ambos, los valores de Q y las frecuencias de los polos de cada etapa. La Tabla 21-5 muestra Q y f_p para cada etapa en un filtro con frecuencia de corte 1.000 Hz. Por ejemplo, un filtro de Bessel de cuarto orden necesita una primera etapa con $Q = 0,52$ y $f_p = 1.432$ Hz y una segunda etapa con $Q = 0,81$ y $f_p = 1.606$ Hz.

Si la frecuencia es distinta de 1.000 Hz, las frecuencias de los polos de la Tabla 21-5 están escaladas en proporción directa por un *factor de escalado de frecuencia* (*FSF*) de

$$\text{FSF} = \frac{f_c}{1 \text{ kHz}}$$

Por ejemplo, si un filtro de Bessel de sexto orden tiene una frecuencia de corte de 7,5 kHz, deberá de multiplicarse cada frecuencia de polo de la Tabla 21-5 por 7,5.

❑ Filtros de Chebyshev

Con los filtros de Chebyshev se deben encadenar los valores de Q y f_p. Además, se debe incluir la amplitud del rizado. La Tabla 21-6 muestra los

Tabla 21-5. Valores de las distintas Q_S y frecuencia de los polos para filtros de Bessel paso bajo ($f_c = 1.000$ Hz)

Orden	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}	Q_5	f_{p5}
2	0,577	1.274								
4	0,52	1.432	0,81	1.606						
6	0,51	1.607	1,02	1.908	0,61	1.692				
8	0,51	1.781	1,23	2.192	0,71	1.956	0,56	1.835		
10	0,50	1.946	1,42	2.455	0,81	2.207	0,62	2.066	0,54	1.984

Tabla 21-6. A_p, Q y f_c para filtros de Chebyshev paso bajo (f_c = 1.000 Hz)

Orden	A_p, dB	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}
2	1	0,96	1.050						
	2	1,13	907						
	3	1,3	841						
4	1	0,78	529	3,56	993				
	2	0,93	471	4,59	964				
	3	1,08	443	5,58	950				
6	1	0,76	353	8	995	2,2	747		
	2	0,9	316	10,7	983	2,84	730		
	3	1,04	298	12,8	977	3,46	722		
8	1	0,75	265	14,2	997	4,27	851	1,96	584
	2	0,89	238	18,7	990	5,58	842	2,53	572
	3	1,03	224	22,9	987	6,83	839	3,08	566

valores para Q y f_p en cada etapa. Como ejemplo, un filtro de sexto orden de Chebyshev con una amplitud de rizado de 2 dB necesita una primera etapa con $Q = 0,9$ y $f_p = 316$ Hz. La segunda etapa debe tener $Q = 10,7$ y $f_p = 938$ Hz y la tercera $Q = 2,84$ y $f_p = 730$ Hz.

❑ Diseño de filtros

Los apartados anteriores dan una idea básica del diseño de filtros de orden superior. Hasta ahora sólo se ha tratado la implementación de los circuitos más sencillos, como la etapa de Sallen-Key de ganancia unidad de segundo orden. Poniendo en cascada varias etapas de Sallen-Key con valores encadenados para los Q y las frecuencias de los polos, se pueden implementar filtros para las aproximaciones de Butterworth, Bessel y Chebyshev.

Las tablas anteriores muestran cómo deben de encadenarse los valores de Q y la frecuencia del polo para los diferentes diseños. Tablas mayores y detalladas están disponibles en los manuales de filtros. El diseño de los filtros activos es muy complicado, especialmente cuando los filtros que se necesitan tienen órdenes superiores a 20 y el resultado final es un compromiso entre la complejidad del circuito, la sensibilidad de los componentes y la facilidad de sintonizarlos.

Esto lleva a un punto importante: todos los diseños de filtros complejos se hacen con ordenador debido a la complejidad de los cálculos y al tiempo que llevaría hacerlos a mano. Un programa de cálculo de filtros activos almacena todas las ecuaciones, tablas y circuitos necesarios para implementar las cinco aproximaciones estudiadas anteriormente (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso, elíptico y Bessel). Los circuitos para construir filtros abarcan desde la simple etapa con amplificador operacional a las complejas etapas con cinco amplificadores operacionales.

21-7. FILTROS PASO BAJO DE COMPONENTES IGUALES CON VCVS

La Figura 21-31 representa otro filtro paso bajo de segundo orden de Sallen-Key. Esta vez ambas resistencias y ambos condensadores tienen el mismo valor. Es por ello que el circuito se denomina *filtro de componentes iguales de Sallen-Key*. El circuito tiene una ganancia de tensión en frecuencias medias de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21-29}$$

El funcionamiento del circuito es similar al del filtro de Sallen-Key de ganancia unidad, excepto por el efecto de la ganancia de tensión. Como la ganancia de tensión puede producir más realimentación positiva a través del condensador de realimentación, la Q de la etapa es una función de la ganancia de tensión y viene dada por:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} \tag{21-30}$$

Debido a que A_v no puede ser menor que la unidad, el Q mínimo es 0,5. Cuando A_v aumenta de 1 a 3, Q varía de 0,5 a infinito. Por tanto, el rango permitido para A_v es de 1 a 3. Si se trata de hacer funcionar el circuito con A_v mayor que 3, empezará a oscilar porque la realimentación positiva es demasiado grande. De hecho, es peligroso utilizar una ganancia de tensión que se aproxime a 3 porque la tolerancia de los componentes y la deriva pueden causar que la ganancia pase de 3. Un ejemplo posterior esclarecerá más esta idea.

Después de calcular A_v, Q y f_p con las ecuaciones mostradas en la Figura 21-31, el resto del análisis es igual que antes, porque un filtro de Butterworth tiene Q = 0,707 y K_c = 1. Un filtro de Bessel tiene Q = 0,577 y

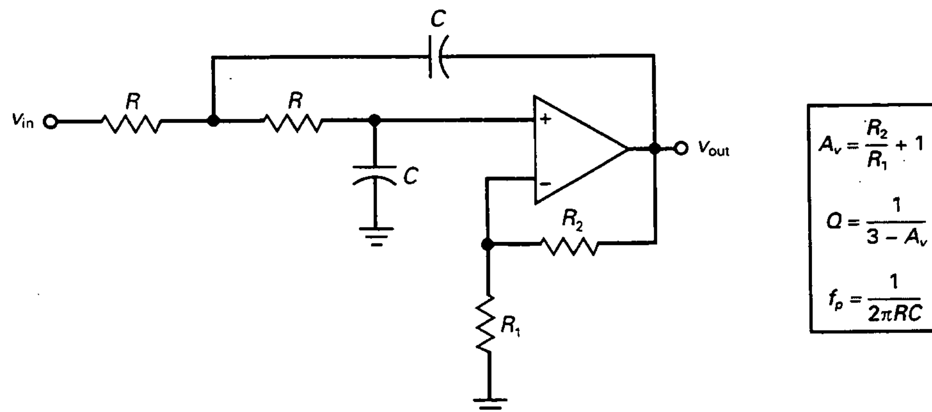


Figura 21-31. Etapas de componentes iguales con VCVS.

$K_c = 0{,}786$. Para otras Q, se puede obtener los valores de K y A_p interpolando los de la Tabla 21-3 o utilizando la Figura 21-26.

EJEMPLO 21-6

¿Cuáles son la frecuencia del polo y Q del filtro mostrado en la Figura 21-32? ¿Qué valor toma la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN

A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{30\ \text{k}\Omega}{51\ \text{k}\Omega} + 1 = 1{,}59$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}59} = 0{,}709$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(47\ \text{k}\Omega)(330\ \text{pF})} = 10{,}3\ \text{kHz}$$

Se requiere una Q de 0,77 para producir un rizado de 0,1 dB. Por tanto, una Q de 0,709 produce un rizado menor que 0,003 dB. Para todos los casos prácticos, la Q calculada de 0,709 implica una aproximación muy cercana a la respuesta de Butterworth.

La frecuencia de corte de un filtro de Butterworth es igual a la frecuencia del polo de 10,3 kHz.

EJEMPLO 21-7

En la Figura 21-33, ¿cuál es la frecuencia del polo y la Q? ¿Cuál es la frecuencia de corte?

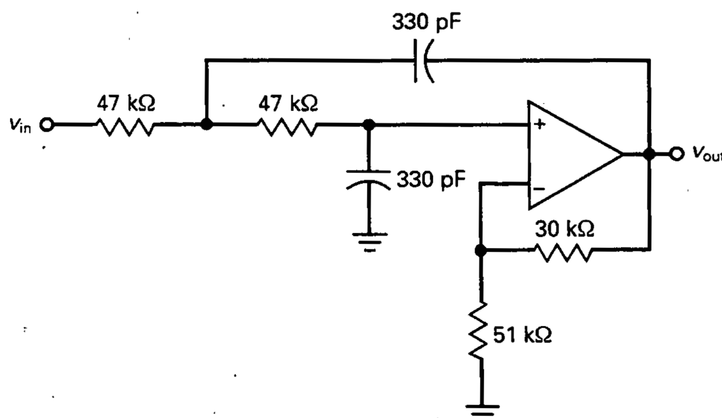


Figura 21-32. Ejemplo de componentes iguales en Butterworth.

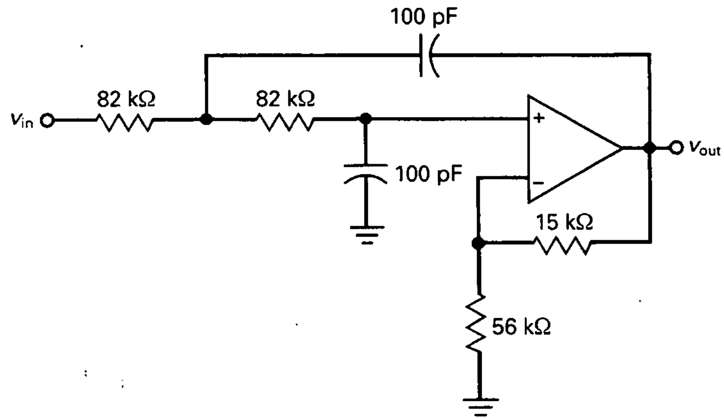


Figura 21-33. Ejemplo de componentes iguales en Bessel.

SOLUCIÓN

A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{15\ \text{k}\Omega}{56\ \text{k}\Omega} + 1 = 1{,}27$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}27} = 0{,}578$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(82\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 19{,}4\ \text{kHz}$$

Ésta es la Q de una respuesta de Bessel de segundo orden. Por tanto, $K_c = 0{,}786$ y la frecuencia de corte es:

$$f_c = 0{,}786 f_p = 0{,}786(19{,}4\ \text{kHz}) = 15{,}2\ \text{kHz}$$

EJEMPLO 21-8

¿Cuáles son la frecuencia del polo y la Q en la Figura 21-34? ¿Cuáles son las frecuencias de resonancia, de corte y de 3 dB? ¿Y la amplitud del rizado en decibelios?

SOLUCIÓN

A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{39\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} + 1 = 2{,}95$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}95} = 20$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(56\ \text{k}\Omega)(220\ \text{pF})} = 12{,}9\ \text{kHz}$$

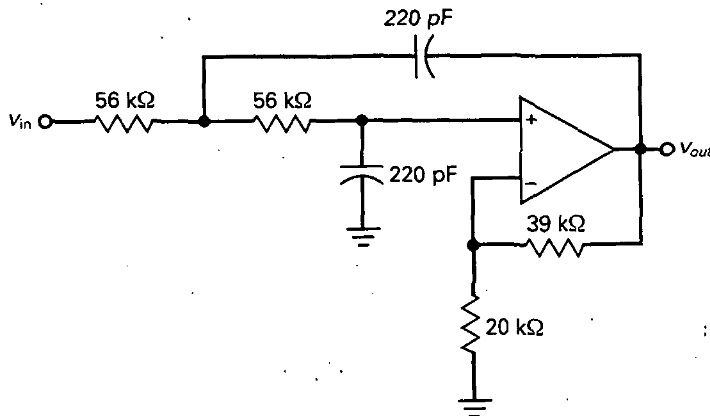


Figura 21-34. Ejemplo de componentes iguales con Q mayor que 0,707.

La Figura 21-26 tiene Q sólo entre 1 y 10. En este caso hay que usar las Ecuaciones (21-25) a (21-28) para obtener los valores de K y Q:

$$K_0 = 1$$
$$K_c = 1{,}414$$
$$K_3 = 1{,}55$$
$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = K_0 f_p = 12{,}9 \text{ kHz}$$

La frecuencia de corte es:

$$f_c = K_c f_p = 1{,}414(12{,}9 \text{ kHz}) = 18{,}2 \text{ kHz}$$

Y la frecuencia de 3 dB es:

$$f_{3dB} = K_3 f_p = 1{,}55(12{,}9 \text{ kHz}) = 20 \text{ kHz}$$

El circuito produce un pico en la respuesta de 26 dB a 12,9 kHz, cae a 0 dB en la frecuencia de corte y está 3 dB por debajo a 20 kHz.

Un circuito de Sallen-Key como éste no es práctico porque la Q es demasiado grande. Como la ganancia de tensión es 2,95, cualquier error en los valores de R_1 y R_2 puede causar un incremento grande en Q. Por ejemplo, si la tolerancia de las resistencias es ±1 por 100, la ganancia de tensión puede ser tan alta como:

$$A_v = \frac{1{,}01(39 \text{ k}\Omega)}{0{,}99(20 \text{ k}\Omega)} + 1 = 2{,}989$$

La ganancia de tensión produce una Q de:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}989} = 90{,}9$$

La Q ha cambiado de un valor de diseño de 20 a un valor aproximado de 90,9, lo que significa que la respuesta en frecuencia es radicalmente diferente a la que se pretendía.

Incluso aunque el filtro de componentes iguales de Sallen-Key es simple comparado con otros filtros, tiene la desventaja de la sensibilidad de sus componentes cuando se utilizan valores de Q altos. Ésta es la razón por la que normalmente se usan circuitos más complicados para etapas con Q alto. La complejidad añadida reduce la sensibilidad de los componentes.

21-8. FILTROS PASO ALTO CON VCVS

La Figura 21-35 representa el filtro paso alto de ganancia unidad de Sallen-Key y sus ecuaciones. Nótese que se han intercambiado las posiciones de las resistencias y condensadores, y la Q depende del cociente entre resistencias,

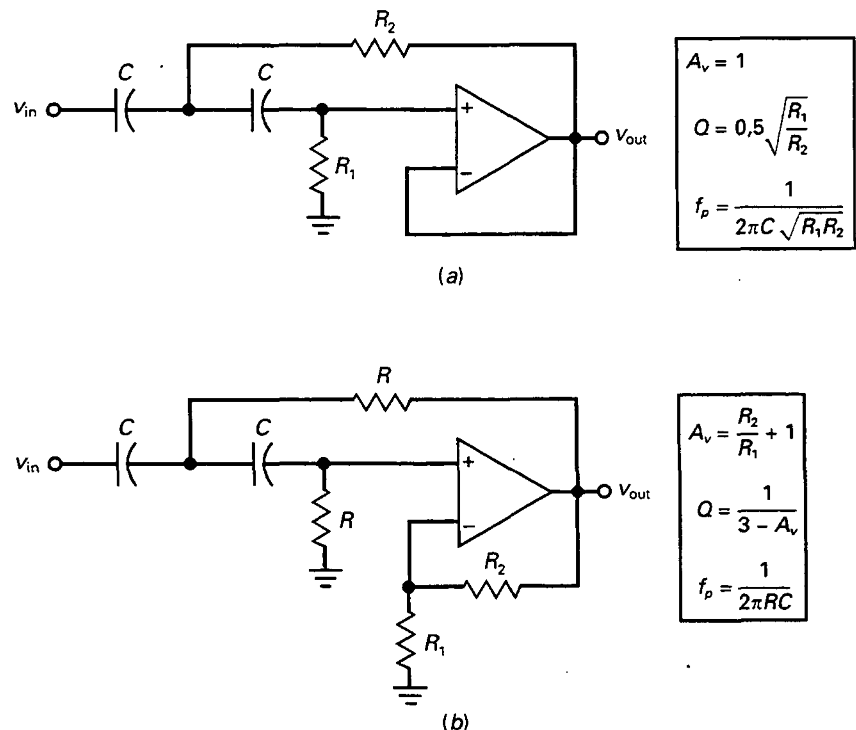


Figura 21-35. Etapas paso alto de segundo orden con VCVS. *a*) Ganancia unidad; *b*) ganancia de tensión mayor que 1.

más que entre capacidades. Los cálculos son similares a los expuestos para los filtros paso bajo, excepto que hay que dividir la frecuencia del polo por el valor K. Para calcular la frecuencia de corte de un filtro paso alto se utiliza:

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} \qquad (21\text{-}31)$$

Similarmente, para las otras frecuencias, se divide la frecuencia del polo por K_0 y K_3. Por ejemplo, si la frecuencia del polo es 2,5 kHz, y se lee $K_c = 1{,}3$ en la Figura 21-26, la frecuencia de corte para el filtro paso alto es:

$$f_c = \frac{2{,}5 \text{ kHz}}{1{,}3} = 1{,}92 \text{ kHz}$$

La Figura 21-35*b* representa el filtro paso alto de componentes iguales de Sallen-Key y sus ecuaciones. Todas las ecuaciones son las mismas que para un filtro paso bajo. Las posiciones de resistencias y condensadores están intercambiadas. Los siguientes ejemplos enseñan cómo analizar filtros paso alto.

EJEMPLO 21-9

¿Cuáles son la frecuencia del polo y Q del filtro de la Figura 21-36? ¿Qué valor toma la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN

El factor Q y la frecuencia del polo son:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = 0{,}5\sqrt{\frac{24 \text{ k}\Omega}{12 \text{ k}\Omega}} = 0{,}707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} = \frac{1}{2\pi(4{,}7 \text{ nF})\sqrt{(24 \text{ k}\Omega)(12 \text{ k}\Omega)}} = 2 \text{ kHz}$$

Como $Q = 0{,}707$, el filtro tiene una respuesta de Butterworth de segundo orden y:

$$f_c = f_p = 2 \text{ kHz}$$

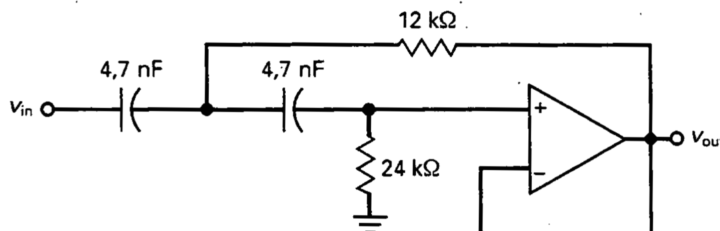


Figura 21-36. Ejemplo de paso alto Butterworth.

El filtro tiene una respuesta paso alto con un quiebro a 2 kHz y cae con una pendiente de 40 dB por década por debajo de 2 kHz.

EJEMPLO 21-10

¿Cuáles son la frecuencia del polo y Q del filtro de la Figura 21-37? ¿Cuánto valen la frecuencia de resonancia, de corte y de 3 dB? ¿Cuál es la amplitud del rizado en decibelios?

SOLUCIÓN

A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{15\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} + 1 = 2{,}5$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}5} = 2$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(30\ \text{k}\Omega)(1\ \text{nF})} = 5{,}31\ \text{kHz}$$

En la Figura 21-26 un factor Q de 2 produce los valores aproximados siguientes:

$$K_0 = 0{,}94$$
$$K_c = 1{,}32$$
$$K_3 = 1{,}48$$
$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 2 = 6{,}3\ \text{dB}$$

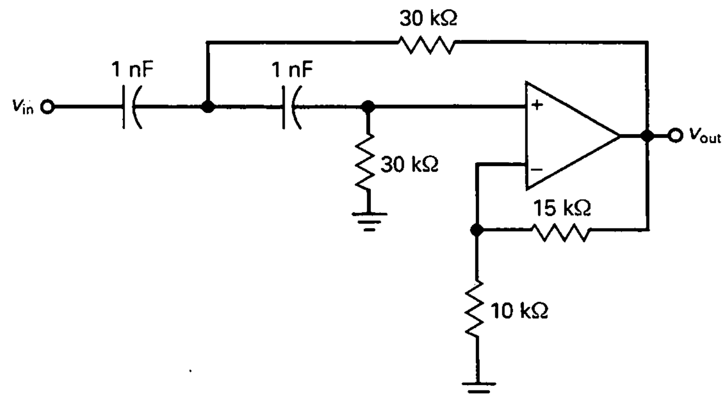


Figura 21-37. Ejemplo de paso alto con Q mayor que 1.

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = \frac{f_p}{K_0} = \frac{5{,}31 \text{ kHz}}{0{,}94} = 5{,}65 \text{kHz}$$

La frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} = \frac{5{,}31 \text{ kHz}}{1{,}32} = 4{,}02 \text{ kHz}$$

Y la frecuencia de 3 dB es:

$$f_{3dB} = \frac{f_p}{K_3} = \frac{5{,}31 \text{ kHz}}{1{,}48} = 3{,}59 \text{ kHz}$$

El circuito produce un pico en la respuesta de 6,3 dB a 5,65 kHz, cae a 0 dB a la frecuencia de corte de 4,02 kHz y está 3 dB por debajo a 3,59 kHz.

21-9. FILTROS PASO BANDA CON REALIMENTACIÓN MÚLTIPLE

Un filtro paso banda tiene una frecuencia central y un ancho de banda. Recordando las ecuaciones básicas para una respuesta paso banda:

$$\text{BW} = f_2 - f_1$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}}$$

Cuando Q es menor que 1 el filtro tiene una respuesta de banda ancha. En este caso, un filtro paso banda se construye normalmente poniendo en cascada una etapa paso bajo con una etapa paso alto. Cuando Q es mayor que 1 el filtro tiene una respuesta de banda estrecha y entonces se utiliza una aproximación diferente.

❑ Filtros de banda ancha

Supóngase que se quiere construir un filtro paso banda con una frecuencia de corte inferior de 300 Hz y una superior de 3,3 kHz. La frecuencia central del filtro es:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(300 \text{ Hz})(3{,}3 \text{ kHz})} = 995 \text{ Hz}$$

El ancho de banda es:

$$BW = f_2 - f_1 = 3{,}3 \text{ kHz} - 300 \text{ Hz} = 3 \text{ kHz}$$

Q es:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{995 \text{ Hz}}{3 \text{ kHz}} = 0{,}332$$

Debido a que Q es menor que 1, se pueden poner en cascada una etapa paso bajo y otra paso alto, como se muestra en la Figura 21-38. El filtro paso alto tiene una frecuencia de corte de 300 Hz y el paso bajo de 3,3 kHz. Cuando se suman las dos respuestas en decibelios se obtiene una respuesta paso banda con frecuencias de corte de 300 Hz y 3,3 kHz.

Cuando Q es mayor que 1 las frecuencias de corte están mucho más próximas entre sí de lo que aparece en la Figura 21-38. A causa de esto la suma de las atenuaciones paso banda es mayor que 3 dB en las frecuencias de corte. Ésta es la razón por la que se debe usar otra técnica para los filtros de banda estrecha.

❑ Filtros de banda estrecha

Cuando Q es mayor que 1 se puede utilizar el filtro de *realimentación múltiple* que se muestra en la Figura 21-39. Lo primero que hay que destacar es que la señal de entrada va a la entrada inversora en vez de a la no inversora. Lo segundo es que el circuito tiene dos caminos de realimentación, uno a través del condensador y el otro a través de la resistencia.

A bajas frecuencias el condensador está abierto. Por tanto, la señal de entrada no puede alcanzar el amplificador operacional y la salida es cero. A altas frecuencias el condensador está en corto. En este caso la ganancia de tensión es cero porque el condensador de realimentación tiene impedancia cero. Entre los extremos de baja y alta frecuencia existe una banda de frecuencias donde el circuito actúa como un amplificador inversor.

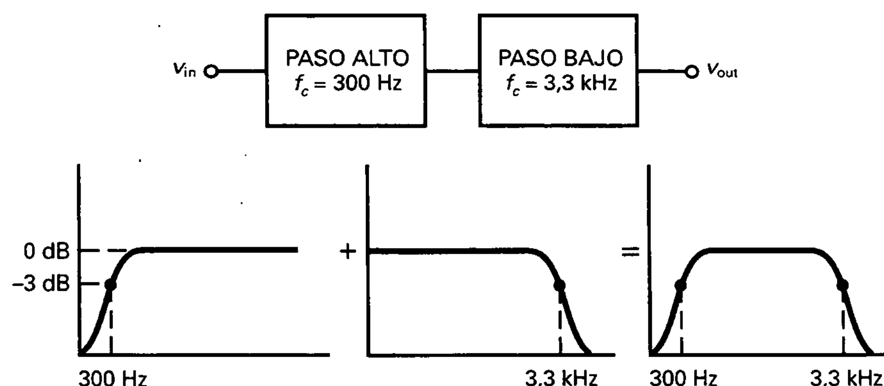


Figura 21-38. Un filtro de banda ancha emplea etapas paso bajo y paso alto en cascada.

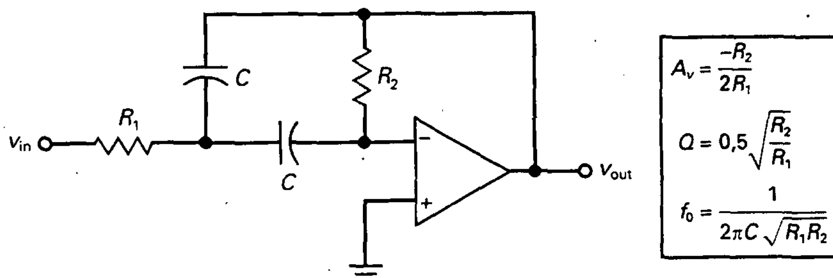


Figura 21-39. Etapas paso bajo de realimentación múltiple.

La ganancia de tensión en la frecuencia central viene dada por:

$$A_v = \frac{-R_2}{2R_1} \tag{21-32}$$

Ésta es casi idéntica a la ganancia de tensión de un amplificador inversor, excepto por el factor 2 en el denominador. El factor Q del circuito viene dado por:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{21-33}$$

que es equivalente a:

$$Q = 0{,}707\sqrt{-A_v} \tag{21-34}$$

Por ejemplo, si $A_v = -100$:

$$Q = 0{,}707\sqrt{100} = 7{,}07$$

La Ecuación (21-34) dice que cuanto mayor es la ganancia de tensión, mayor es el Q.

La frecuencia central viene dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \tag{21-35}$$

Como $C_1 = C_2$ en la Figura 21-39, la ecuación se simplifica a:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} \tag{21-36}$$

❑ Incremento de la impedancia de entrada

La Ecuación (21-33) dice que Q es proporcional a la raíz cuadrada de R_2/R_1. Para obtener valores de Q mayores se necesita utilizar una relación mayor

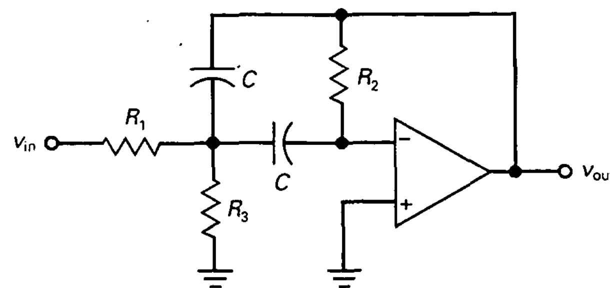
de R_2/R_1. Por ejemplo, para obtener un Q de 5, R_2/R_1 debe ser igual 100. Para evitar problemas con las corrientes de offset y polarización de entrada, R_2 se suele mantener por debajo de 100 kΩ, lo que significa que R_1 tiene que ser menor que 1 kΩ. Para Q mayores que 5, R_1 debe ser aún menor. Esto significa que la impedancia de entrada en la Figura 21-39 puede ser demasiado baja para Q más grandes.

La Figura 21-40*a* representa un filtro paso banda con realimentación múltiple que incrementa la impedancia de entrada. El circuito es idéntico al circuito con realimentación múltiple anterior, excepto por la nueva resistencia R_3. Nótese que R_1 y R_3 forman un divisor de tensión. Aplicando el teorema de Thevenin, el circuito se simplifica al de la Figura 21-40*b*. Esta configuración es la misma que la que se muestra en la Figura 21-39, pero algunas de las ecuaciones son diferentes. Para empezar, la ganancia de tensión todavía viene dada por la Ecuación (21-32). Pero el factor Q y la frecuencia central son:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}} \tag{21-37}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_1 \parallel R_3)R_2}} \tag{21-38}$$

El circuito tiene la ventaja de una mayor impedancia de entrada porque R_1 se puede hacer más grande para un Q dado.

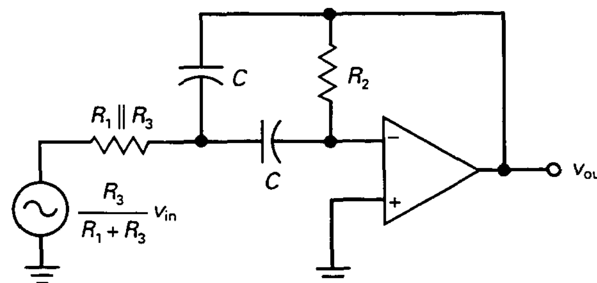


$$A_v = \frac{-R_2}{2R_1}$$

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_1 \parallel R_3)R_2}}$$

(*a*)



(*b*)

Figura 21-40. Incremento de la impedancia de entrada de una etapa MFB.

❑ Frecuencia central sintonizable con ancho de banda constante

No es necesario tener una ganancia de tensión mayor que 1 en muchas aplicaciones porque la ganancia de tensión normalmente está disponible en otra etapa. Si es aceptable una ganancia de tensión unidad, entonces se puede utilizar un circuito más inteligente que varía la frecuencia central mientras mantiene constante el ancho de banda.

La Figura 21-41 representa un circuito con realimentación múltiple modificado para el $R_2 = 2R_1$ y R_3 es variable. Con este circuito las ecuaciones de análisis son:

$$A_v = -1 \tag{21-39}$$

$$Q = 0{,}707\sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_3}} \tag{21-40}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}} \tag{21-41}$$

Debido a que BW $= f_0/Q$, se pueden derivar las siguientes ecuaciones para el ancho de banda:

$$\text{BW} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{21-42}$$

La Ecuación (21-41) dice que variando R_3 se variará f_0, pero la Ecuación (21-42) muestra que el ancho de banda es independiente de R_3. Por tanto, se puede tener un ancho de banda mientras se varía la frecuencia central.

La resistencia variable R_3 en la Figura 21-41 es normalmente un FET utilizado como una resistencia controlada por tensión (comentada en la Sección 13-9). Como la tensión de puerta cambia la resistencia del FET, la frecuencia central del circuito se puede sintonizar electrónicamente.

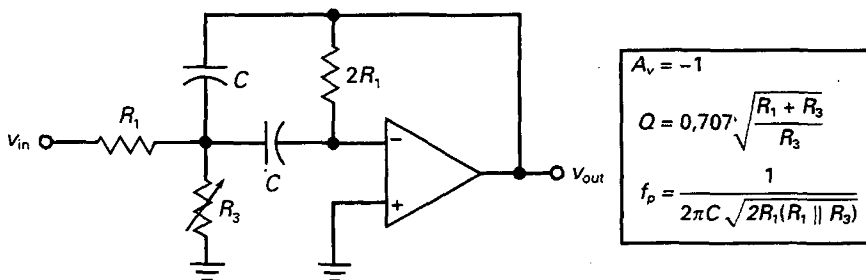


Figura 21-41. Etapas MFB con frecuencia central variable y ancho de banda constante.

EJEMPLO 21-11

La tensión de puerta de la Figura 21-42 puede variar la resistencia FET desde 15 a 80 Ω. ¿Cuál es el ancho de banda? ¿Cuáles son las frecuencias centrales mínima y máxima?

SOLUCIÓN

La Ecuación (21-42) da el ancho de banda:

$$BW = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi(18\ \text{k}\Omega)(8{,}2\ \text{nF})} = 1{,}08\ \text{kHz}$$

Mediante la Ecuación (21-41), la frecuencia central mínima es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi(8{,}2\ \text{nF})\sqrt{2(18\ \text{k}\Omega)(18\ \text{k}\Omega \parallel 80\ \Omega)}} =$$

$$= 11{,}4\ \text{kHz}$$

La frecuencia central máxima es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(8{,}2\ \text{nF})\sqrt{2(18\ \text{k}\Omega)(18\ \text{k}\Omega \parallel 15\ \Omega)}} = 26{,}4\ \text{kHz}$$

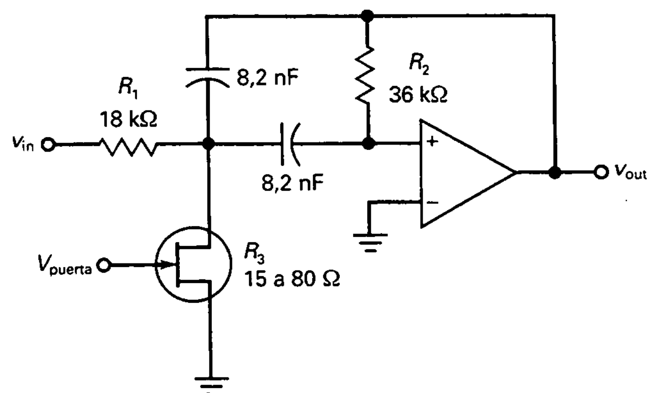


Figura 21-42. Sintonización de un filtro MFB con una resistencia controlada por tensión.

21-10. FILTROS BANDA ELIMINADA

Hay muchas formas de implementación para los filtros banda eliminada. Utilizan de uno a cuatro amplificadores operacionales en cada etapa de segundo orden. En muchas aplicaciones, un filtro banda eliminada sólo necesita bloquear una frecuencia aislada. Por ejemplo, las líneas de tensión pueden inducir un «murmullo» de 50 Hz (60 Hz en Estados Unidos) en circuitos sensibles; esto puede interferir con una señal deseada. En este caso se puede utilizar un filtro banda eliminada para atenuar la señal no deseada.

La Figura 21-43 representa un *filtro ranura de segundo orden* de Sallen-Key y sus ecuaciones de análisis. A bajas frecuencias todos los condensadores están abiertos. Como resultado, toda la señal de entrada alcanza la señal no inversora. El circuito tiene una ganancia de tensión en la banda de paso de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (21\text{-}43)$$

A frecuencias muy altas los condensadores están en corto. De nuevo, toda la señal de entrada alcanza la entrada no inversora.

Entre ambos extremos de alta y baja frecuencia existe una frecuencia central dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (21\text{-}44)$$

A esta frecuencia, la señal de realimentación regresa con una amplitud y fase adecuadas para atenuar la señal en la entrada no inversora. Debido a esto, la señal de salida desciende a un valor muy pequeño.

El factor Q del circuito viene dado por:

$$Q = \frac{0{,}5}{2 - A_v} \qquad (21\text{-}45)$$

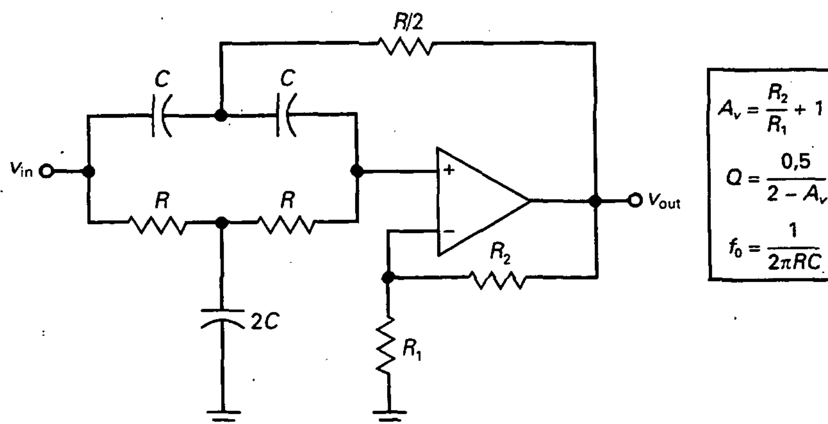


Figura 21-43. Filtro de ranura de segundo orden de Sallen-Key.

La ganancia de tensión de un filtro ranura de Sallen-Key debe ser menor que 2 para evitar oscilaciones. Debido a las tolerancias de las resistencias R_1 y R_2, el factor Q del circuito debería ser mucho menor que 10. Para valores mayores de Q, la tolerancia de estas resistencias puede producir una ganancia de tensión mayor que 2, lo que provocará oscilaciones.

EJEMPLO 21-12

¿Cuáles son la ganancia de tensión, frecuencia central y Q para el filtro banda eliminada mostrado en la Figura 21-43 si $R = 22$ kΩ, $C = 120$ nF, $R_1 = 13$ kΩ y $R_2 = 10$ kΩ?

SOLUCIÓN

Mediante las Ecuaciones (21-43) a (21-45):

$$A_v = \frac{10\ \text{k}\Omega}{13\ \text{k}\Omega} + 1 = 1{,}77$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(22\ \text{k}\Omega)(120\ \text{nF})} = 60{,}3\ \text{Hz}$$

$$Q = \frac{0{,}5}{2 - A_v} = \frac{0{,}5}{2 - 1{,}77} = 2{,}17$$

La Figura 21-44*a* representa la respuesta. Nótese lo abrupta que es la ranura para un filtro de segundo orden.

Incrementando el orden del filtro, se puede ampliar la ranura. Por ejemplo, la Figura 21-44*b* muestra la respuesta en frecuencia para un filtro de ranura con $n = 20$. La ranura más amplia reduce la sensibilidad de los componentes y garantiza que la señal de 60 Hz se atenuará enormemente.

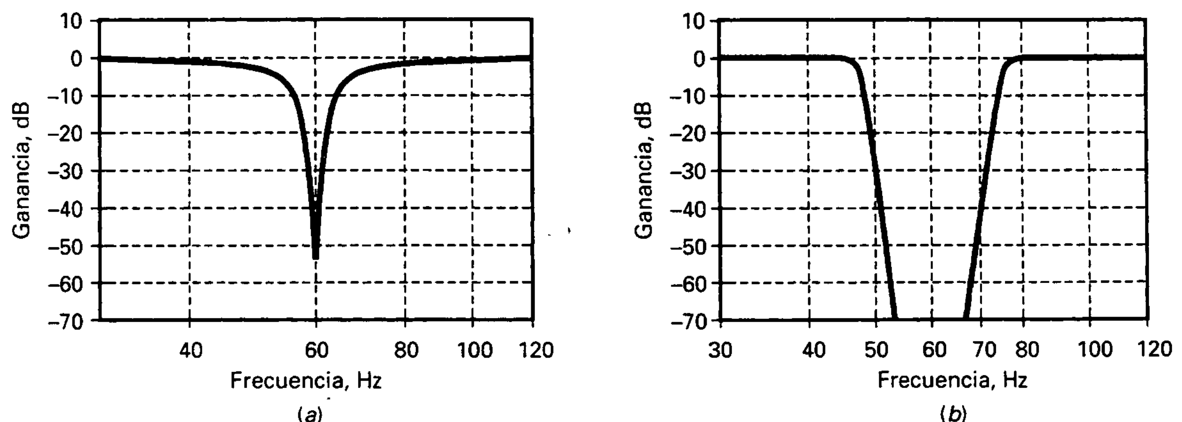


Figura 21-44. *a*) Filtro de ranura de segundo orden a 60 Hz; *b*) filtro de ranura con $n = 20$.

21-11. EL FILTRO PASO TODO

En la Sección 21-1 se introdujo la idea básica del *filtro paso todo*. Aunque este término se utiliza mucho en la industria, un nombre más descriptivo sería *filtro de fase*, porque el filtro cambia la fase de la señal de salida sin cambiar la magnitud. Otra denominación descriptiva podría ser *filtro de retardo temporal*, porque un retardo en el tiempo está asociado a un desplazamiento en la fase.

❑ Etapas paso todo de primer orden

El filtro paso todo tiene una ganancia de tensión constante para todas las frecuencias. Este tipo de filtro es útil cuando queremos producir un cambio en la fase sin variar la amplitud.

La Figura 21-45*a* representa un *filtro de retardo paso todo de primer orden*. Es de primer orden porque sólo tiene un condensador. Éste es el desfasador que se explicó en el Capítulo 20. Recuérdese que este filtro desfasa la señal de salida entre 0 y −180°. La frecuencia central de un filtro paso todo está donde el desfase es la mitad del máximo. Para un filtro de retardo de primer orden, la frecuencia central tiene un desfase de −90°.

La Figura 21-45*b* representa un *filtro de adelanto paso todo de primer orden*. En este caso el circuito desfasa la señal de salida entre 180 y 0°. Esto significa que la señal de salida puede adelantarse a la señal de entrada hasta +180°. Para un filtro de adelanto de primer orden el desfase en la frecuencia central es de +90°.

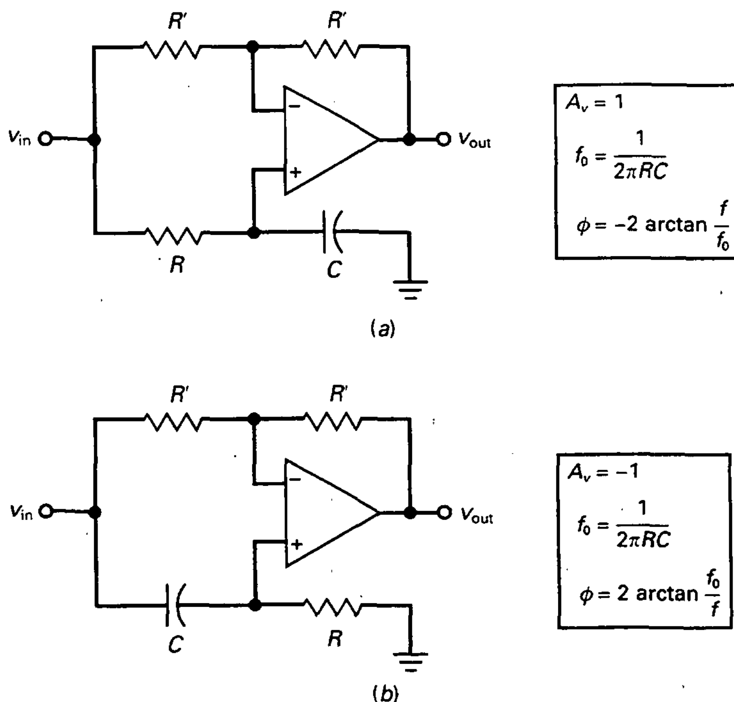


Figura 21-45. Etapas paso todo de primer orden. *a*) Fase de salida retardada; *b*) fase de salida adelantada.

❑ Filtros paso todo de segundo orden

Un filtro paso todo de segundo orden tiene al menos un amplificador operacional, dos condensadores y varias resistencias, que pueden desfasar la señal de salida entre 0 y ±360°. Además, es posible ajustar el factor Q de un filtro paso todo de segundo orden para cambiar la forma de la respuesta en fase entre 0 y ±360°. La frecuencia central de estos filtros se produce donde el desfase es igual a ±180°.

La Figura 21-46 representa un *filtro de retardo paso todo con realimentación múltiple*. Tiene un amplificador operacional, cuatro resistencias y dos condensadores, que es la configuración más simple. Otras configuraciones más complejas utilizan dos o más operacionales, dos condensadores y varias resistencias. Con un filtro paso todo de segundo orden se puede ajustar la frecuencia central y el factor Q del circuito.

La Figura 21-47 muestra la respuesta en fase de un filtro de retardo paso todo de segundo orden con $Q = 0{,}707$. Nótese cómo la fase de la salida crece de 0 a −360°. Incrementando Q a 2, se puede obtener la respuesta en fase que se muestra en la Figura 21-47*b*. Un Q mayor no cambia la frecuencia central, pero el cambio de fase es más abrupto cerca de esa frecuencia. Un Q de 10 produce la respuesta en fase aún más abrupta que se representa en la Figura 21-47*c*.

❑ Fase lineal

Para prevenir la distorsión en señales digitales (pulsos rectangulares), un filtro debe tener fase lineal para la frecuencia fundamental y todos los armónicos principales. Un requisito equivalente consiste en un retardo temporal constante para todas las frecuencias en la banda de paso. La aproximación de Bessel produce una fase casi lineal y un retardo temporal casi constante. Pero en algunas aplicaciones puede no ser adecuada la escasa pendiente de la aproximación de Bessel. Algunas veces la única solución pasa por emplear alguna de las otras aproximaciones para obtener la pendiente requerida y después utilizar un filtro paso todo para corregir el desfase de la manera adecuada y obtener una fase lineal para el circuito completo.

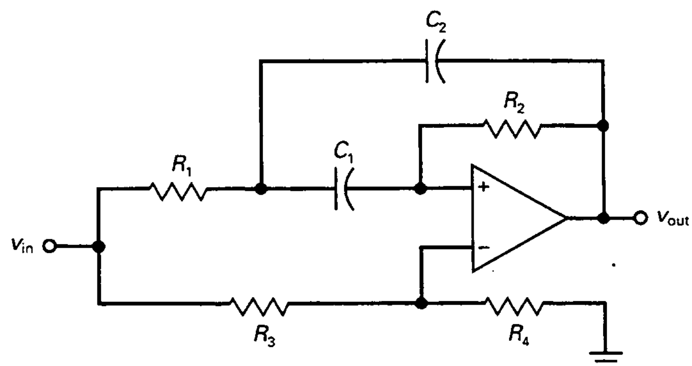
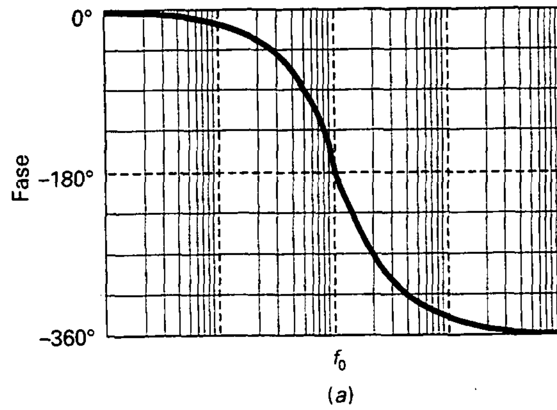
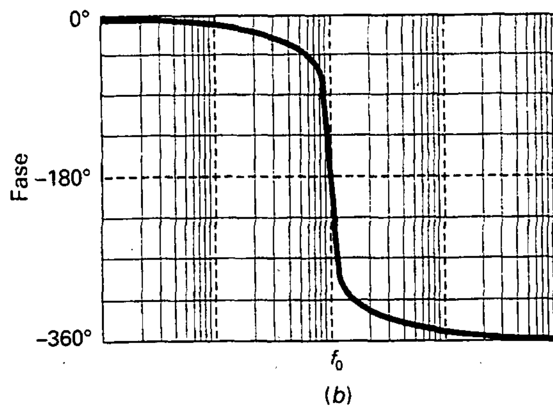


Figura 21-46. Etapa paso todo de segundo orden.





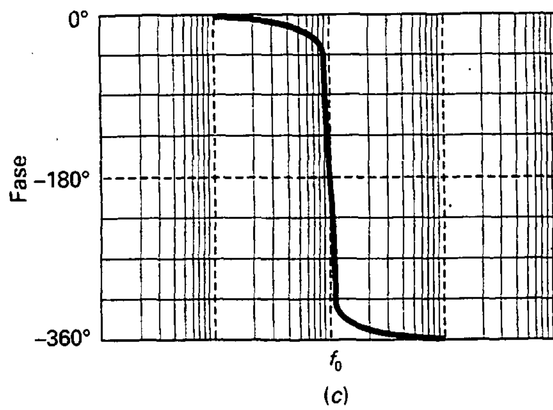


Figura 21-47. Respuestas en fase de segundo orden. *a)* $Q = 0{,}707$; *b)* $Q = 2$; *c)* $Q = 10$.

❑ Respuestas de Bessel

Supóngase, por ejemplo, que se necesita un filtro paso bajo con $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz, $A_s = 60$ dB y $f_s = 2$ kHz y con una fase lineal para todas las frecuencias en la banda de paso. Si se utiliza un filtro de Bessel de orden diez, producirá la respuesta en frecuencia de la Figura 21-48*a*; la respuesta en fase de la Figura 21-48*b*, la respuesta de retardo temporal de la Figura 21-48*c* y la respuesta al escalón de la Figura 21-48*d*.

Es interesante destacar la escasa pendiente en la Figura 21-48*a*. La frecuencia de corte es de 1 kHz. Una octava por encima la atenuación es sólo de 6 dB, lo que no satisface los requisitos para $A_s = 60$ dB y $f_s = 2$ kHz. Pero al mismo tiempo, cabe destacar la linealidad de la respuesta en fase de la Figura 21-48*b*. Éste es el tipo de respuesta en fase casi perfecta que hace falta para señales digitales. Fase lineal y retardo temporal constante son sinónimos. Ésta es la razón de que el retardo temporal sea constante en la Figura 21-48*c*. Finalmente, se destaca lo abrupto de la respuesta al escalón en la Figura 21-48*d*. No es perfecto pero está cerca.

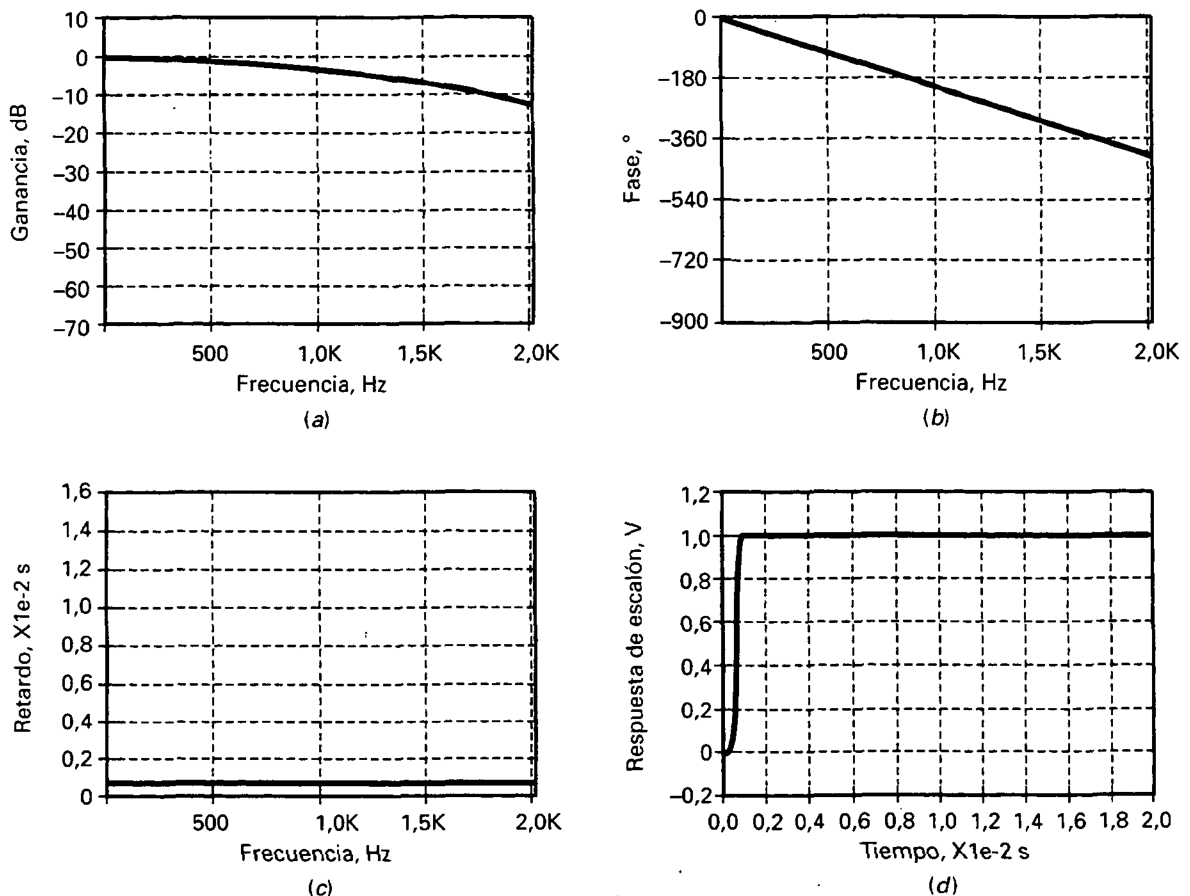


Figura 21-48. Respuestas de Bessel para $n = 10$. *a*) Ganancia; *b*) fase; *c*) retardo temporal; *d*) respuesta al escalón.

❑ Respuestas de Butterworth

Para satisfacer las especificaciones se puede hacer lo siguiente: se puede poner en cascada un filtro de Butterworth de orden diez y un filtro paso todo. El filtro de Butterworth producirá la pendiente requerida, y el filtro paso todo producirá una respuesta en fase que complementa la respuesta de Butterworth para obtener una respuesta en fase lineal.

Un filtro de Butterworth producirá la respuesta en frecuencia de la Figura 21-49*a*, la respuesta en fase de la Figura 21-49*b*, la respuesta de retardo temporal de la Figura 21-49*c* y la respuesta al escalón de la Figura 21-49*d*. Como se puede observar, la atenuación es 60 dB a 2 kHz (Fig. 21-49*a*), lo cual cumple las especificaciones de A_s = 60 dB y f_s = 2 kHz. Sin embargo, hay que hacer notar la no linealidad de la respuesta en fase de la Figura 21-49*b*. Este tipo de respuesta en fase distorsionará las señales digitales. De la misma forma, obsérvese la curva picuda de la respuesta de retardo temporal de la Figura 21-49*c* y el rebose en la respuesta al escalón de la Figura 21-49*d*.

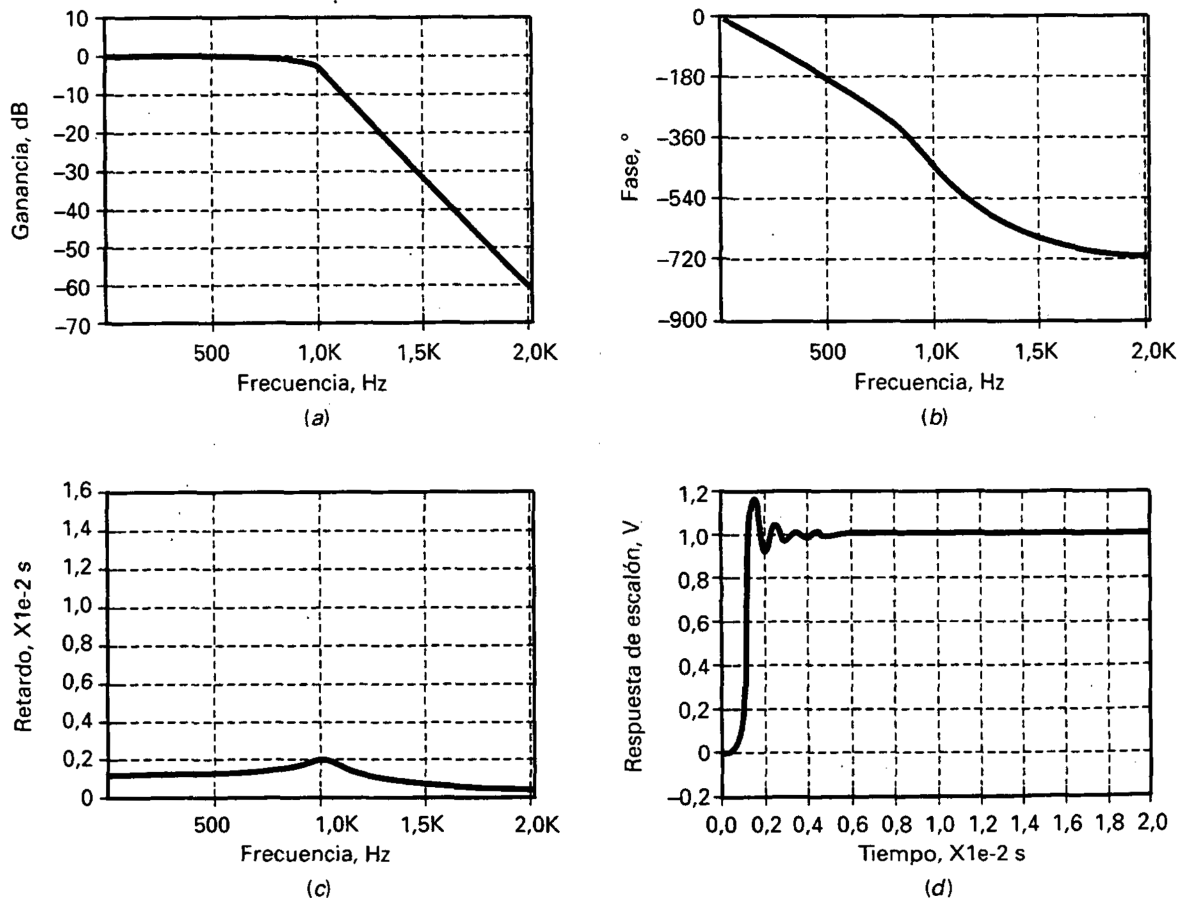


Figura 21-49. Respuestas de Butterworth para n = 10. *a*) Ganancia; *b*) fase; *c*) retardo temporal; *d*) respuesta al escalón.

❑ Igualadores de fase

Uno de los principales usos de los filtros paso todo consiste en corregir la respuesta en fase global añadiendo la fase necesaria a cada frecuencia para linealizar la respuesta en fase total. Cuando se realiza esto, el retardo temporal se hace constante y desaparece el efecto de rebose. Cuando el filtro paso todo se utiliza para compensar el retardo temporal de otro filtro se denomina a menudo un *igualador de fase*. Un igualador de fase tiene un retardo temporal que es como la imagen invertida del retardo temporal original. Por ejemplo, para compensar el retardo temporal de la Figura 21-49*c*, el igualador de fase necesita tener una forma invertida (lo de arriba a abajo y viceversa) de la Figura 21-49*c*. Como el retardo temporal total es la suma de los dos retardos, el retardo temporal total será plano o constante.

El problema de diseñar un igualador de fase es muy complicado. Debido a los difíciles cálculos que se requieren, sólo mediante ordenadores se pueden encontrar los valores de los componentes en un tiempo razonable. Para realizar un filtro paso todo el ordenador tiene que poner en cascada varias etapas de segundo orden paso todo y después acumular las frecuencias centrales y factores Q como se necesite para obtener el diseño final.

EJEMPLO 21-13

En la Figura 21-45*b*, $R = 1\ \text{k}\Omega$ y $C = 100$ nF. ¿Cuál es el desfase de la tensión de salida cuando $f = 1$ kHz?

SOLUCIÓN

La Figura 21-45*b* da la ecuación para la frecuencia de corte:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(100\ \text{nF})} = 1{,}59\ \text{Hz}$$

El desfase es:

$$\phi = 2\ \text{arctan}\ \frac{1{,}59\ \text{kHz}}{1\ \text{kHz}} = 116^\circ$$

21-12. FILTROS BICUADRÁTICOS Y DE VARIABLES DE ESTADO

Todos los filtros de segundo orden estudiados hasta ahora utilizaban sólo un amplificador operacional. Estas etapas con un solo operacional son adecuadas para muchas aplicaciones. En las aplicaciones más exigentes se usan etapas más complicadas de segundo orden.

❑ Filtro bicuadrático

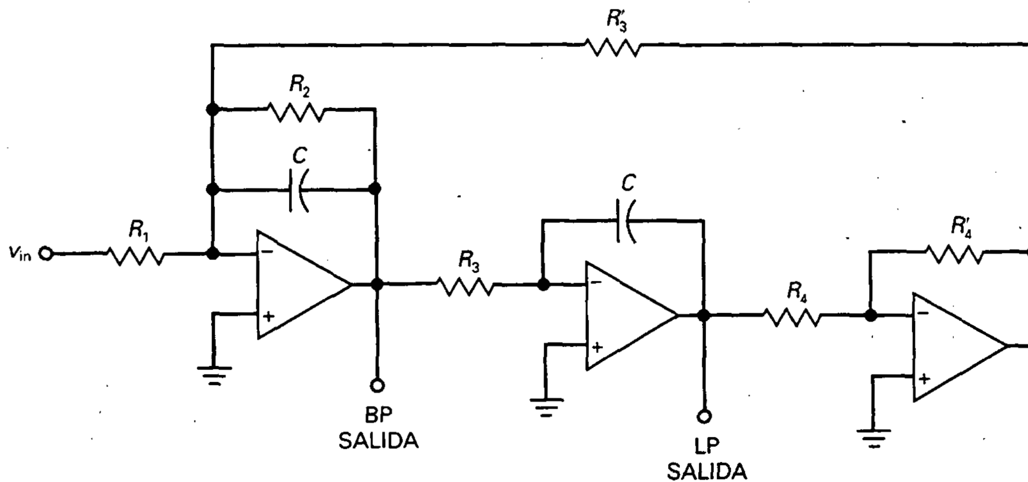
La Figura 21-50 representa un *filtro bicuadrático de segundo orden paso banda-paso bajo*. Tiene tres amplificadores operacionales, dos condensadores iguales y seis resistencias. Las resistencias R_1 y R_2 establecen la ganancia de tensión. Las resistencias R_3 y R'_3 tienen el mismo valor nominal, al igual que R_4 y R'_4. Las ecuaciones del circuito se muestran en la Figura 21-50.

El filtro bicuadrático también se conoce como un *filtro TT (Tow-Thomas)*. Este tipo de filtro se puede sintonizar variando R_3. Esto no tiene efecto en la ganancia de tensión, lo cual es una ventaja. El filtro bicuadrático de la Figura 21-50 también tiene una salida paso bajo. En algunas aplicaciones es una ventaja tener simultáneamente una respuesta paso bajo y una paso alto.

Ésta es otra ventaja de un filtro bicuadrático: como se muestra en la Figura 21-50, el ancho de banda de un filtro bicuadrático viene dado por:

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Con el filtro bicuadrático de la Figura 21-50 se puede variar independientemente la ganancia de tensión con R_1, el ancho de banda con R_2 y la frecuen-



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$Q = \frac{R_2}{R_3}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Figura 21-50. Etapa bicuadrática.

cia central con R_3. Ésta es una de las principales ventajas y una de las razones de la popularidad del filtro bicuadrático, también conocido como *filtro bicuad.*

Añadiendo un nuevo amplificador operacional y más componentes se pueden construir también filtros bicuadráticos paso alto, banda eliminada y paso todo. Cuando la tolerancia de los componentes se convierte en un problema, los filtros bicuadráticos se emplean a menudo porque tienen menos sensibilidad a los cambios en los valores de los componentes que los filtros de Sallen-Key y los filtros de realimentación múltiple.

❑ Filtro de variables de estado

El **filtro de variables de estado** también se conoce como *filtro KHN*, por sus inventores (Kerwin, Huelsman, Newcomb). Existen dos configuraciones: inversor y no inversor. La Figura 21-51 representa un filtro de variables de estado de segundo orden. Tiene tres salidas simultáneas: paso bajo, paso alto y paso banda. Esto puede ser una ventaja en algunas aplicaciones.

Añadiendo un cuarto operacional y unos pocos componentes, el factor Q del circuito se hace independiente de la ganancia de tensión y de la frecuencia central. Esto significa que Q es constante cuando se varía la frecuencia central. Un factor Q constante significa que el ancho de banda es un porcentaje fijo de la frecuencia central. Por ejemplo, si $Q = 10$, el ancho de banda

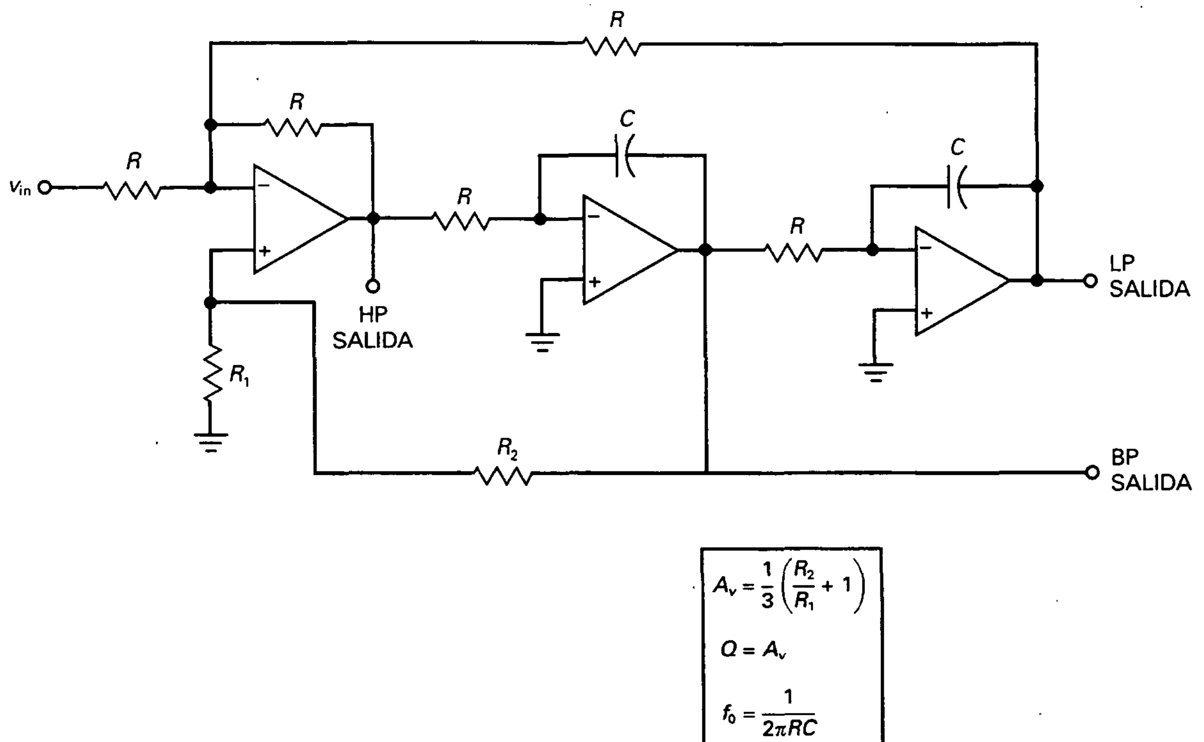


Figura 21-51. Etapa de variables de estado.

será el 10 por 100 de f_0. Esto es lo que se desea en algunas aplicaciones donde se varía la frecuencia central.

Como el bicuad, el filtro de variables de estado emplea más partes que los filtros VCVS y de realimentación múltiple. Pero los operacionales y otros componentes adicionales lo hacen más adecuado para filtros de orden superior y aplicaciones críticas. Además, los filtros bicuad y de variables de estado exhiben menos sensibilidad a los componentes, lo que resulta en un filtro que es más fácil de producir y necesita menos ajustes.

❑ Conclusiones

La Tabla 21-7 es un resumen de los cuatro circuitos de filtro empleados para implementar las diferentes aproximaciones. Como se indica, los filtros de Sallen-Key se encuadran en la clase general de filtros VCVS, los filtros de realimentación múltiple se abrevian como MFB (*multiple feedback filters*), los filtros bicuadráticos pueden venir referidos como filtros TT, y los filtros de variables de estado se conocen como filtros KHN. La complejidad de los filtros VCVS y MFB es menor porque emplean sólo un amplificador operacional, mientras que la complejidad de los filtros TT y KHN es alta porque pueden utilizar de 3 a 5 operacionales en una etapa de segundo orden.

Los filtros VCVS y MFB tienen una alta sensibilidad a la tolerancia de los componentes, mientras que los filtros TT y KHN tienen una sensibilidad mucho menor. Los filtros VCVS y MFB pueden ser, de alguna manera, difíciles de sintonizar debido a la interacción entre la ganancia de tensión, frecuencias de corte y central, y factor Q. El filtro TT es más fácil de sintonizar porque su ganancia de tensión, frecuencia central y ancho de banda se sintonizan independientemente. El filtro KHN tiene ganancia de tensión, frecuencia central y factor Q sintonizables independientemente. Finalmente, *los filtros VCVS y MFB proporcionan simplicidad y los filtros TT y KHN* proporcionan estabilidad y salidas adicionales. Cuando se varía la frecuencia central de un filtro paso banda, el filtro TT tiene un ancho de banda constante y el filtro KHN tiene un factor Q constante.

Aunque cualquiera de las cinco aproximaciones básicas (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso, elíptico y Bessel) se pueden implementar con circuitos operacionales, las aproximaciones más complicadas (Chebyshev inverso y elíptico) no se pueden implementar con circuitos VCVS

Tabla 21-7. Circuitos básicos de filtros

Tipo	Otros nombres	Complejidad	Sensibilidad	Sintonización	Ventajas
Sallen-Key	VCVS	Baja	Alta	Difícil	Simplicidad, no inversor
Realimentación múltiple	MFB	Baja	Alta	Difícil	Simplicidad, inversor
Bicuadrático	TT	Alta	Baja	Fácil	Estabilidad, salidas extra, ancho de banda constante
Variables de estado	KHN	Alta	Baja	Fácil	Estabilidad, salidas extra, factor Q constante

Tabla 21-8. Aproximaciones y circuitos

Tipo	Banda de paso	Banda de atenuación	Etapas utilizables
Butterworth	Plana	Monotónica	VCVS, MFB, TT, KHN
Chebyshev	Rizada	Monotónica	VCVS, MFB, TT, KHN
Chebyshev inverso	Plana	Rizada	KHN
Elíptico	Rizada	Rizada	KHN
Bessel	Plana	Monotónica	VCVS, MFB, TT, KHN

o MFB. La Tabla 21-8 muestra las cinco aproximaciones y los tipos de etapas que se pueden utilizar con ellos. Como se puede observar, las respuestas rizadas en la banda de atenuación del Chebyshev inverso y las aproximaciones elípticas requieren una implementación con un filtro complejo como el KHN (de variables de estado).

Este capítulo presentó cuatro de los circuitos más básicos de filtros, mostrados en la Tabla 21-7. Estos circuitos básicos son bastante populares y muy utilizados. Pero hay que destacar el hecho de que existen muchos más circuitos disponibles en programas de ordenador específicos para el diseño de filtros. Éstos incluyen las siguientes etapas de segundo orden: Akerberg-Mossberg, Bach, Berha-Herpy, Boctor, Dliyannis-Friend, Fliege, Mikhael-Bahattacharyya, Scultety y el TT. Todos los filtros activos utilizados hoy día tienen ventajas y desventajas que permiten a un diseñador escoger el mejor compromiso para una aplicación.

RESUMEN

Sección 21-1. Respuestas ideales

Hay cinco tipos básicos de respuesta: paso bajo, paso alto, paso banda, banda eliminada y paso todo. Las primeras cuatro tienen una banda pasante y una banda eliminada. Idealmente, la atenuación debería ser cero en la banda pasante e infinito en la banda eliminada, con una pendiente idealmente infinita en la región de transición.

Sección 21-2. Respuestas aproximadas

La banda pasante se identifica por su pequeña atenuación y su frecuencia de inflexión. La banda eliminada se identifica por su gran atenuación y su frecuencia de inflexión. El orden de un filtro es el número de componentes reactivos. Con filtros activos esto significa el número de condensadores. Las cinco aproximaciones son Butterworth (banda pasante máximamente plana), Chebyshev (banda pasante rizada), Chebyshev inverso (banda pasante plana y banda eliminada rizada), elíptico (bandas pasante y eliminada rizadas) y Bessel (retardo temporal máximamente plano).

Sección 21-3. Filtros pasivos

Un filtro paso bajo LC tiene una frecuencia de resonancia f_0 y una Q. La respuesta es máximamente plana cuando $Q = 0{,}707$. A medida que Q crece aparece un pico en la respuesta centrado en la frecuencia de resonancia. La respuesta de Chebyshev ocurre con Q mayor de 0,707, y la respuesta de Bessel con $Q = 0{,}577$. Cuanto mayor es Q, mayor es la pendiente en la región de transición.

Sección 21-4. Etapas de primer orden

Las etapas de primer orden tienen sólo un condensador y una o más resistencias. Todas las etapas de primer orden producen una respuesta de Butterworth porque los picos son sólo posibles en las etapas de segundo

orden. Una etapa de primer orden puede provocar tanto una respuesta paso bajo como una paso alto.

Sección 21-5. Filtros paso bajo de segundo orden con VCVS

Las etapas de segundo orden son las más comunes porque son fáciles de implementar y analizar. El factor Q de la etapa produce diferentes valores K. La frecuencia del polo de una etapa paso bajo se puede multiplicar por sus valores K para obtener su frecuencia de resonancia si existe un pico, una frecuencia de corte y una frecuencia de 3 dB.

Sección 21-6. Filtros de orden superior

Los filtros de orden superior normalmente se realizan poniendo en cascada etapas de segundo orden o una etapa de primer orden cuando el orden total es impar. Cuando las etapas del filtro están en cascada se añaden las ganancias en decibelios de las etapas para obtener la ganancia en decibelios total. Para obtener la respuesta de Butterworth para un filtro de orden superior, se deben encadenar los Q de las etapas. Para obtener la respuesta de Chebyshev y otras, hay que encadenar las frecuencias de los polos y los Q.

Sección 21-7. Filtros paso bajo de componentes iguales con VCVS

Los filtros de componenetes iguales de Sallen-Key controlan el Q estableciendo la ganancia de tensión. La ganancia de tensión debe ser menor que 3 para evitar oscilaciones. Valores de Q más altos son difíciles de obtener con este circuito porque la tolerancia de los componentes se convierte en un problema importante al determinar la ganancia de tensión y el Q.

Sección 21-8. Filtros paso alto con VCVS

Los filtros paso alto con VCVS tienen la misma configuración que los filtros paso bajo, excepto que las resistencias y condensadores se intercambian. De nuevo, los valores Q determinan los valores K. Para obtener la frecuencia de resonancia, la de corte y la de 3 dB, hay que dividir la frecuencia del polo por los valores de K.

Sección 21-9. Filtros paso banda de realimentación múltiple

Los filtros paso bajo y paso alto se pueden poner en cascada para obtener un filtro paso banda siempre que Q sea menor que 1. Cuando Q es mayor que 1 se tiene un filtro de banda estrecha en lugar de un filtro de banda ancha.

Sección 21-10. Filtros banda eliminada

Los filtros banda eliminada se pueden utilizar para bloquear una frecuencia específica, como el «murmullo» de frecuencia 50 Hz inducido por las líneas de tensión. Con un filtro de ranura de Sallen-Key, la ganancia de tensión controla el factor Q del circuito. La ganancia de tensión debe ser menor que 2 para evitar oscilaciones.

Sección 21-11. El filtro paso todo

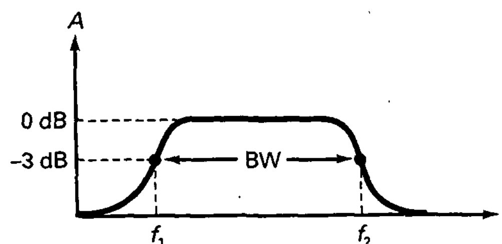
De alguna manera, el nombre no es adecuado, pues el filtro paso todo hace algo más que pasar todas las frecuencias sin atenuación. Este tipo de filtro se diseña para controlar la fase de la señal de salida. Es especialmente importante el empleo de un filtro paso todo como igualador de fase o de retardo temporal. Con uno de los otros filtros produciendo la respuesta en frecuencia deseada, y un filtro paso todo produciendo la respuesta en fase deseada, el filtro global tiene una respuesta de fase lineal, equivalente a un retardo temporal máximamente plano.

Sección 21-12. Filtros bicuadráticos y de variables de estado

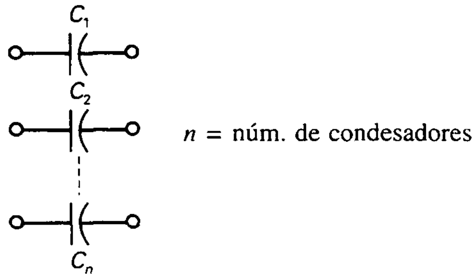
El filtro bicuadrático o TT utiliza 3 o 4 amplificadores operacionales. Aunque es el más complejo, el filtro bicuadrático ofrece menor sensibilidad a los componentes y sintonización más sencilla. Este tipo de filtros también tiene simultáneamente salidas paso bajo y paso banda, o salidas paso alto y banda eliminada. El filtro de variables de estado o KHN también utiliza 3 o más amplificadores operacionales. Cuando se utilizan atro operacionales proporciona una sintonización sencilla porque la ganancia de tensión, frecuencia central y Q son todos sintonizables independientemente.

DEFINICIONES

(21-1) Ancho de banda:

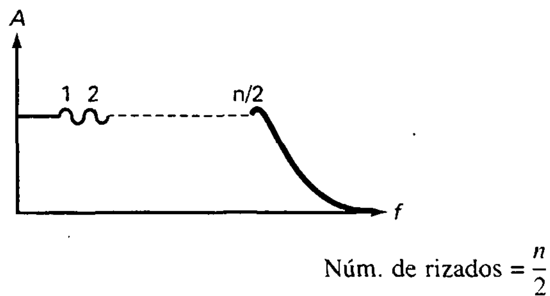


(21-4) Orden de un filtro:



n = núm. de condesadores

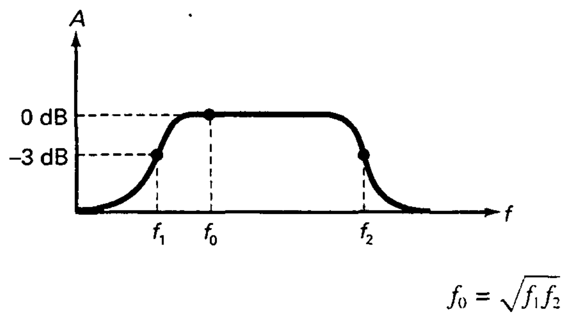
(21-5) Número de rizados:



$$\text{Núm. de rizados} = \frac{n}{2}$$

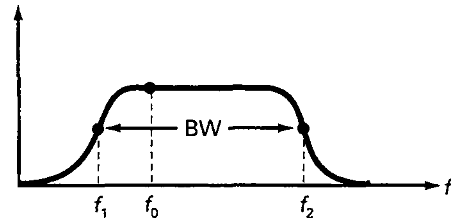
DERIVACIONES

(21-2) Frecuencia central:



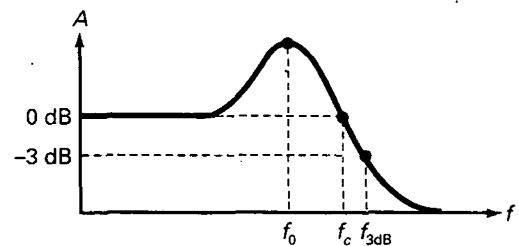
$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

(21-3) Q de la etapa:



$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}}$$

(21-22) a (21-24) Frecuencia central, de corte y de 3 dB:



$$f_0 = K_0 f_p$$
$$f_c = K_c f_p$$
$$f_{3dB} = K_3 f_p$$

CUESTIONES

1. La región entre la banda pasante y la banda eliminada se denomina
   a) Atenuación
   b) Centro
   c) Transición
   d) Rizado
2. La frecuencia central de un filtro paso banda es siempre igual a
   a) El ancho de banda
   b) La media geométrica de las frecuencias de corte
   c) El ancho de banda dividida por Q
   d) La frecuencia de 3 dB
3. El factor Q de un filtro de banda estrecha siempre es
   a) Pequeño
   b) Igual a BW dividida por f_0
   c) Menor que 1
   d) Mayor que 1
4. Un filtro de banda eliminada se denomina a veces
   a) Rechazador
   b) Desfasador
   c) Filtro de ranura
   d) Circuito de retardo temporal
5. El filtro paso bajo tiene
   a) Ausencia de banda pasante
   b) Una banda eliminada
   c) La misma ganancia a todas las frecuencias
   d) Una pendiente pronunciada por encima de la frecuencia de corte
6. La aproximación con banda pasante máximamente plana es la de
   a) Chebyshev
   b) Chebyshev inversa
   c) Elíptica
   d) Cauer
7. La aproximación con una banda pasante rizada es la de
   a) Butterworth
   b) Chebyshev inversa
   c) Elíptica
   d) Bessel
8. La aproximación que menos distorsiona las señales digitales es la de
   a) Butterworth
   b) Chebyshev inversa
   c) Elíptica
   d) Bessel
9. Si un filtro tiene seis etapas de segundo orden y una etapa de primer orden, el orden es
   a) 2
   b) 6
   c) 7
   d) 13
10. Si un filtro de Butterworth tiene nueve etapas de segundo orden, su pendiente de caída es
    a) 20 dB por década
    b) 40 dB por década
    c) 180 dB por década
    d) 360 dB por década
11. Si $n = 10$, la aproximación con una pendiente más grande en la región de transición es
    a) Butterworth
    b) Chebyshev
    c) Chebyshev inversa
    d) Elíptica
12. La aproximación elíptica tiene una
    a) Pendiente de caída pequeña comparada con la aproximación de Cauer
    b) Rizado en la banda eliminada
    c) Banda pasante máximamente plana
    d) Banda eliminada monotónica
13. Desfase lineal es equivalente a
    a) Factor Q de 0,707
    b) Banda eliminada máximamente plana
    c) Retardo temporal constante
    d) Banda pasante con rizado
14. El filtro con la menor pendiente de caída es el
    a) Butterworth
    b) Chebyshev
    c) Elíptica
    d) Bessel
15. Una etapa de primer orden de un filtro activo tiene
    a) Un condensador
    b) Dos amplificadores operacionales
    c) Tres resistencias
    d) Un factor Q grande
16. Una etapa de primer orden no puede tener una
    a) Respuesta de Butterworth
    b) Respuesta de Chebyshev
    c) Banda pasante máximamente plana
    d) Pendiente de caída de 20 dB por década
17. Los filtros de Sallen-Key también se denominan
    a) Filtros VCVS
    b) Filtros MFB
    c) Filtros bicuadráticos
    d) Filtros de variables de estado

18. Para construir un filtro de orden diez se deben poner en cascada
    a) Diez etapas de primer orden
    b) Cinco etapas de segundo orden
    c) Tres etapas de orden tres
    d) Dos etapas de orden cuatro
19. Para obtener una respuesta de Butterworth con un filtro de orden 8, las etapas tienen que tener
    a) Factores Q iguales
    b) Frecuencias centrales diferentes
    c) Inductancias
    d) Valores Q encadenados
20. Para obtener una respuesta de Chebyshev con un filtro de orden 12, las etapas necesitan tener
    a) Factores Q iguales
    b) Frecuencias centrales diferentes
    c) Anchos de banda encadenados
    d) Valores de frecuencias central y Q encadenados
21. El factor Q de una etapa de segundo orden con componentes iguales de Sallen-Key depende de
    a) La ganancia de tensión
    b) La frecuencia central
    c) El ancho de banda
    d) GBW del amplificador operacional
22. Con los filtros paso alto de Sallen-Key la frecuencia del polo debe ser
    a) Añadida a los valores K
    b) Restada de los valores K
    c) Multiplicada por los valores K
    d) Dividida por los valores K
23. Si el ancho de banda se incrementa
    a) La frecuencia central decrece
    b) El factor Q decrece
    c) La pendiente de caída se incrementa
    d) Aparecen rizados en la banda pasante
24. Cuando Q es mayor que 1, un filtro paso banda se debe construir con
    a) Etapas paso bajo y paso alto
    b) Etapas MFB
    c) Etapas de ranura
    d) Etapas paso todo
25. El filtro paso todo se utiliza cuando
    a) Se necesitan grandes pendientes de caída
    b) El desfase es importante
    c) Se necesita una banda pasante máximamente plana
    d) Una banda eliminada con rizado es importante
26. Un filtro paso todo de segundo orden puede variar la salida de
    a) 90 a –90°
    b) 0 a –180°
    c) 0 a –360°
    d) 0 a –720°
27. El filtro paso todo a veces se denomina
    a) Filtro de Tow-Thomas
    b) Igualador de fase
    c) Filtro KHN
    d) Filtro de variables de estado
28. El filtro bicuadrático
    a) Tiene baja sensibilidad a los componentes
    b) Utiliza tres o más operacionales
    c) También se denomina filtro de Tow-Thomas
    d) Todo lo anterior
29. El filtro de variables de estado
    a) Tiene una salida paso bajo, paso alto y paso banda
    b) Es difícil de sintonizar
    c) Tiene alta sensibilidad a los componentes
    d) Utiliza menos de tres operacionales
30. Si GBW está limitado, el factor Q de la etapa
    a) Permanecerá igual
    b) Se duplicará
    c) Decrecerá
    d) Se incrementará
31. Para corregir la limitación en GBW, un diseñador puede emplear
    a) Un retardo temporal constante
    b) Predistorsión
    c) Desfase lineal
    d) Rizado en la banda pasante

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje las cuatro respuestas ideales. Identifique la banda pasante, banda eliminada y frecuencias de corte de cada una.
2. Describa las cinco aproximaciones que se utilizan en el diseño de filtros. Utilice los dibujos que necesite para mostrar qué sucede en las bandas pasantes y en las bandas eliminadas.
3. En los sistemas digitales, los filtros necesitan una respuesta en fase lineal o un retardo temporal máximamente plano. ¿Qué significa esto y por qué es importante?
4. Dígame lo que pueda acerca de cómo se implementa un filtro paso bajo de orden 10 de Chebyshev. Su explicación debería incluir las frecuencias centrales y factores Q de las etapas.
5. Para obtener una pendiente de caída grande y una respuesta en fase lineal, alguien ha puesto en cascada un filtro de Butterworth con un filtro paso todo. Dígame qué hace cada uno de estos filtros.
6. ¿Cuáles son las características distintivas de la respuesta en la banda de paso? ¿Y en la banda eliminada?
7. ¿Qué es un filtro paso todo?

8. ¿Qué mide o indica la respuesta en frecuencia de un filtro?
9. ¿Qué es la pendiente de caída (por década y por octava) para un filtro activo?
10. ¿Qué es un filtro MFB y para qué se utiliza?
11. ¿Qué tipo de filtro se utiliza para la igualación de fase?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 21-1. Respuestas ideales

21-1. Un filtro paso banda tiene frecuencias de corte inferior y superior de 445 y 7.800 Hz, respectivamente. ¿Cuál es el ancho de banda, frecuencia central y Q? ¿Es un filtro de banda estrecha o de banda ancha?

21-2. Si un filtro paso banda tiene frecuencias de corte de 20 y 22,5 kHz, ¿cuál es el ancho de banda, frecuencia central y Q? ¿Es un filtro de banda estrecha o de banda ancha?

21-3. Identifique los siguientes filtros como de banda estrecha o de banda ancha:
a) f_1 = 2,3 kHz y f_2 = 4,5 kHz
b) f_1 = 47 kHz y f_2 = 75 kHz
c) f_1 = 2 Hz y f_2 = 5 Hz
d) f_1 = 80 Hz y f_2 = 160 Hz

Sección 21-2. Respuestas aproximadas

21-4. Un filtro activo contiene siete condensadores. ¿Cuál es el orden del filtro?

21-5. Si un filtro Butterworth contiene 10 condensadores, ¿cuál es la pendiente de caída?

21-6. Un filtro de Chebyshev tiene 14 condensadores. ¿Cuántos rizados tiene su banda pasante?

Sección 21-3. Filtros pasivos

21-7. El filtro de la Figura 21-17 tiene L = 20 mH, C = 5 μF y R = 600 Ω. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia? ¿Cuál es el factor Q?

21-8. Si la inductancia se reduce en un factor de 2 en el problema 21-7, ¿cuál es la frecuencia de resonancia? ¿Cuál es el factor Q?

Sección 21-4. Etapas de primer orden

21-9. En la Figura 21-21*a*, R_1 = 15 kΩ y C_1 = 270 nF. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

21-10. En la Figura 21-21*b*, R_1 = 7,5 kΩ, R_2 = 33 kΩ, R_3 = 20 kΩ y C_1 = 680 pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda pasante?

21-11. En la Figura 21-21*c*, R_1 = 2,2 kΩ, R_2 = 47 kΩ y C_1 = 330 pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda pasante?

21-12. En la Figura 21-22*a*, R_1 = 10 kΩ y C_1 = = 15 nF. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

21-13. En la Figura 21-22*b*, R_1 = 12 kΩ, R_2 = 24 kΩ, R_3 = 20 Ω y C_1 = 220 pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda pasante?

21-14. En la Figura 21-22*c*, R_1 = 8,2 kΩ, C_1 = 560 pF y C_2 = 680 pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda pasante?

Sección 21-5. Filtros paso bajo de segundo orden y ganancia unidad con VCVS

21-15. En la Figura 21-24, R = 75 kΩ, C_1 = 100 pF y C_2 = 200 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

21-16. En la Figura 21-25, R = 51 kΩ, C_1 = 100 pF y C_2 = 680 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

Sección 21-7. Filtros paso bajo de componentes iguales con VCVS

21-17. En la Figura 21-31, R_1 = 51 kΩ, R_2 = 30 kΩ, R = 33 kΩ y C = 220 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

21-18. En la Figura 21-31, R_1 = 33 kΩ, R_2 = 33 kΩ, R = 75 kΩ y C = 100 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

21-19. En la Figura 21-31, R_1 = 75 kΩ, R_2 = 56 kΩ, R = 68 kΩ y C = 120 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

Sección 21-8. Filtros paso alto con VCVS

21-20. En la Figura 21-35*a*, R_1 = 56 kΩ, R_2 = 10 kΩ y C = 680 pF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

21-21. En la Figura 21-35*a*, R_1 = 91 kΩ, R_2 = 15 kΩ y C = 220 nF. ¿Cuáles son la frecuencia del polo y el factor Q? ¿Cuáles son la frecuencia de corte y la de 3 dB?

Sección 21-9. Filtros paso banda de realimentación múltiple

21-22. En la Figura 21-39, R_1 = 2 kΩ, R_2 = 56 kΩ y C = 270 pF. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, el factor Q y la frecuencia central?

21-23. En la Figura 21-40, $R_1 = 3{,}6$ kΩ, $R_2 = 7{,}5$ kΩ, $R_3 = 27$ Ω y $C = 22$ nF. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, el factor Q y la frecuencia central?

21-24. En la Figura 21-41, $R_1 = 28$ kΩ, $R_3 = 1{,}8$ kΩ y $C = 1{,}8$ nF. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, el factor Q y la frecuencia central?

Sección 21-10. Filtros de banda eliminada

21-25. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, la frecuencia central y el factor Q para el filtro de banda eliminada mostrado en la Figura 21-43 si $R = 56$ kΩ, $C = 180$ nF, $R_1 = 20$ kΩ y $R_2 = 10$ kΩ. ¿Cuál es el ancho de banda?

Sección 21-11. El filtro paso todo

21-26. En la Figura 21-45*a*, $R = 3{,}3$ kΩ y $C = 220$ nF. ¿Cuál es la frecuencia central? ¿Y el desfase a una octava por debajo de la frecuencia de corte?

21-27. En la Figura 21-45*b*, $R = 47$ kΩ y $C = 6{,}8$ nF. ¿Cuál es la frecuencia central? ¿Y el desfase a una octava por debajo de la frecuencia de corte?

Sección 21-12. Filtros bicuadráticos y de variables de estado

21-28. En la Figura 21-50, $R_1 = 24$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ y $C = 3{,}3$ nF. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, el factor Q, la frecuencia central y el ancho de banda?

21-29. En la Figura 21-28, se varía R_3 de 10 kΩ a 2 kΩ. ¿Cuáles son la frecuencia central máxima y el Q máximo? ¿Cuáles son el ancho de banda mínimo y máximo?

21-30. En la Figura 21-51, $R = 6{,}8$ kΩ, $C = 5{,}6$ nF, $R_1 = 6{,}8$ kΩ y $R_2 = 100$ kΩ. ¿Cuáles son la ganancia de tensión, el factor Q y la frecuencia central?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

21-31. Un filtro paso banda tiene una frecuencia central de 50 kHz y un factor Q de 20. ¿Cuáles son las frecuencias de corte?

21-32. Un filtro paso banda tiene una frecuencia de corte superior de 84,7 kHz y un ancho de banda de 12,3 kHz. ¿Cuál es la frecuencia de corte inferior?

21-33. Se está probando un filtro de Butterworth con las siguientes especificaciones: $n = 10$, Ap = 3 dB y $f_c = 2$ kHz. ¿Cuál es la atenuación a cada una de las siguientes frecuencias: 4, 8 y 20 kHz?

21-34. Un filtro paso bajo de ganancia unidad de Sallen-Key tiene una frecuencia de corte de 5 kHz. Si $n = 2$ y $R = 10$ kΩ, ¿a qué son iguales C_1 y C_2 para una respuesta de Butterworth?

21-35. Un filtro de Chebyshev paso bajo de ganancia unidad de Sallen-Key tiene una frecuencia de corte de 7,5 kHz. La amplitud del rizado es 12 dB. Si $n = 2$ y $R = 25$ kΩ, ¿a qué son iguales C_1 y C_2?

CAPÍTULO

Circuitos no lineales con amplificador operacional

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

➤ Explicar cómo funcionan los comparadores y conocer la importancia del punto de referencia.
➤ Analizar los comparadores con realimentación positiva y calcular los puntos de conmutación y la histéresis de estos circuitos.
➤ Conocer y analizar los circuitos convertidores de formas de onda.
➤ Conocer y analizar los circuitos generadores de formas de onda.
➤ Describir el funcionamiento de los circuitos activos con diodo.
➤ Explicar el funcionamiento de integradores y diferenciadores.

VOCABULARIO

- comparador
- comparador con colector abierto
- comparador cuádruple
- comparador de ventana
- condensador de aceleración
- curva de Lissajous
- detector
- detector de cruce por cero
- detector de límite doble
- detector de pico activo
- diferenciador
- diferenciador con amplificador operacional
- diferenciador RC
- disparador de Schmitt
- estroboscopio
- etapa activa de pull-up
- fijador activo de nivel positivo
- función de transferencia
- histéresis
- integración
- integrador
- integrador de Miller
- limitador positivo activo
- logaritmo natural
- oscilador
- oscilador de relajación
- punto de conmutación inferior (PCI)
- punto de conmutación superior (PCS)
- rampa
- rectificador de media onda
- referencia
- reloj de 60 Hz
- reset
- ruido térmico
- umbral
- zona lineal del comparador

Los amplificadores operacionales integrados son baratos, versátiles y fiables. Por esta razón se pueden usar no sólo en circuitos lineales como amplificadores de tensión, fuentes de corriente y filtros activos, sino también en circuitos no lineales como circuitos activos con diodos, comparadores y generadores de señal. La forma de la señal de salida en un amplificador operacional no lineal es, normalmente, diferente de la de entrada, porque el operacional se satura durante parte del ciclo de entrada. Por tal motivo, tienen que analizarse dos modos o zonas diferentes de funcionamiento para ver qué sucede durante un ciclo completo de la señal de salida.

22-1. COMPARADORES CON PUNTO DE CONMUTACIÓN EN CERO

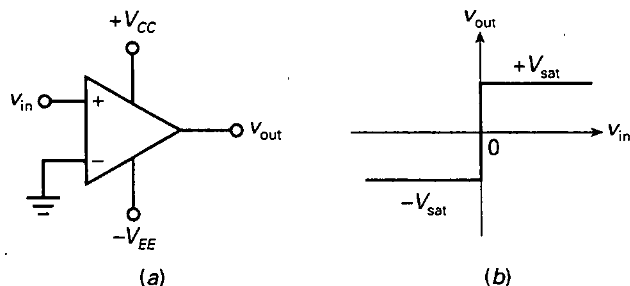
Frecuentemente se quiere comparar una tensión con otra para ver cuál es la mayor. En esta situación, un *comparador* puede ser la solución perfecta. Este circuito tiene dos terminales de entrada (inversor y no inversor) y un terminal de salida. Es diferente a los circuitos lineales con amplificadores operacionales, ya que existen dos estados en la salida, dependiendo de si la tensión es alta o baja. Por esta razón, los comparadores son comúnmente usados como conexión entre circuitos analógicos y digitales.

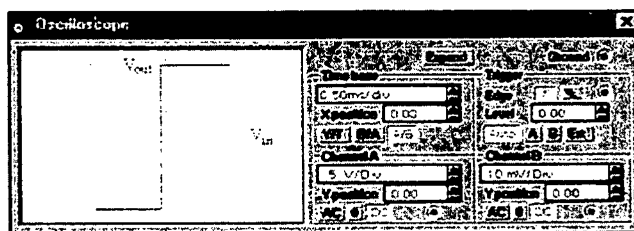
❑ Circuito básico

La manera más simple de construir un comparador consiste en conectar un amplificador operacional sin resistencias de realimentación, como se ve en la Figura 22-1*a*. Dada la alta ganancia de tensión en lazo abierto, una tensión de entrada positiva provoca una saturación positiva, y una tensión de entrada negativa provocará una saturación negativa.

El comparador de la Figura 22-1*a* se conoce como **detector de cruce por cero**, ya que idealmente *la tensión de salida conmuta de alta a baja o viceversa cuando la tensión de entrada pasa por el valor cero.* La Figura 22-1*b* muestra la respuesta de un detector de cruce por cero. La tensión mínima de entrada que produce saturación es:

$$v_{in(mín)} = \frac{\pm V_{sat}}{A_{OL}} \qquad (22\text{-}1)$$





(*c*)

Figura 22-1. *a*) Comparador; *b*) función de transferencia; *c*) respuesta de un 741C.

Si V_{sat} = 14 V, la oscilación en la salida del comparador va aproximadamente de −14 a +14 V. Si la ganancia de tensión en lazo abierto es 100.000, la tensión de entrada necesaria para producir saturación tiene la siguinte expresión:

$$v_{in(min)} = \frac{\pm 14\ \text{V}}{100.000} = \pm 0{,}014\ \text{mV}$$

lo que significa que una tensión de entrada más positiva que +0,014 mV lleva al comparador a una saturación positiva, y una tensión de entrada más negativa que −0,014 mV lleva al comparador a una saturación negativa.

Las tensiones de entrada de un comparador son normalmente muy superiores a ± 0,014 mV. Por ello, la tensión de salida tiene dos estados, $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$. Fijándonos en la tensión de salida, podremos decir inmediatamente si la tensión de entrada es mayor o menor que cero.

❑ Curva de Lissajous

La **curva de Lissajous** aparece en un osciloscopio cuando *a sus entradas vertical y horizontal se aplican señales relacionadas armónicamente.* Una manera común de mostrar la respuesta entrada/salida de cualquier circuito es con la curva de Lissajous, en la que las dos señales relacionadas armónicamente son las tensiones de entrada y de salida del circuito.

Por ejemplo, la Figura 22-1*c* muestra la respuesta entrada/salida de un 741C con alimentación de ±15 V. El canal *A* (eje vertical) tiene una sensibilidad de 5 V/Div. Como se ve, la tensión de salida varía de −14 a +14 V, dependiendo de si el comparador está en saturación negativa o positiva.

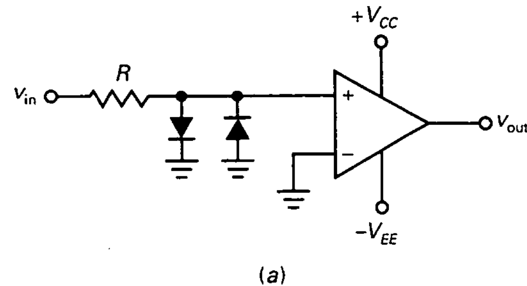
El canal *B* (eje horizontal) posee una sensibilidad de 10 mV/Div. En la Figura 22-1*c*, la transición es totalmente vertical, lo que quiere decir que la totalidad de la tensión de entrada positiva produce saturación positiva, y la totalidad de la tensión de entrada negativa, saturación negativa.

❑ Comparador inversor

Algunas veces se puede preferir el uso de un comparador inversor como el de la Figura 22-2*a*. La entrada no inversora está a tierra. La señal de entrada se aplica en la entrada inversora del comparador. En este caso, una pequeña tensión de entrada positiva produce una salida negativa máxima, como muestra la Figura 22-2*b*. Por otra parte, una pequeña tensión de entrada negativa produce una salida positiva máxima.

❑ Circuito fijador

En la Sección 4-10 se habló del uso del *circuito fijador* para proteger circuitos sensibles. La Figura 22-2*a* es un ejemplo práctico. Dos diodos protegen al comparador de entradas excesivamente grandes de tensión. Por ejemplo, el LF311 es un circuito integrado comparador con unos valores máximos de entrada de ±15 V. Si la tensión de entrada sobrepasa estos límites, el LF311 se destruirá.



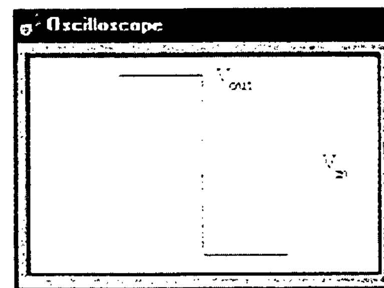


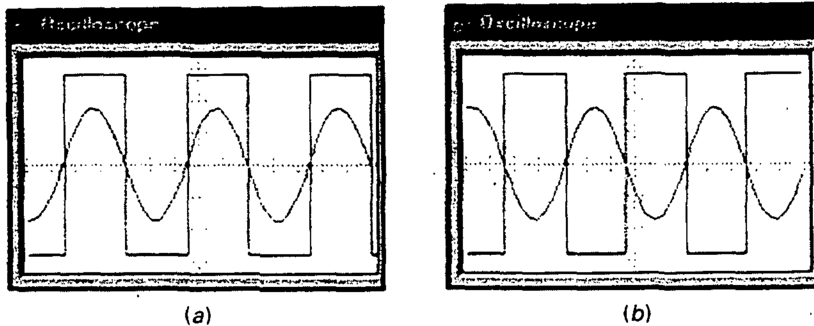
Figura 22-2. *a*) Comparador inversor con circuito fijador; *b*) función de transferencia.

En algunos comparadores, la tensión máxima de entrada puede tener valores pequeños (±5 V), mientras que en otros pueden ser mayores de ± 30 V. En cualquier caso, es posible proteger el comparador de las tensiones de entrada grandes usando el circuito fijador como en la Figura 22-2*a*. Estos diodos no afectan al funcionamiento del circuito mientras la tensión de entrada sea menor de 0,7 V. Cuando la magnitud de la tensión de entrada es superior a 0,7 V, uno de los diodos conduce y mantiene la magnitud de la tensión en la entrada inversora en, aproximadamente, 0,7 V.

Algunos circuitos integrados están optimizados para usarlos como comparadores. Estos circuitos integrados a menudo tienen un circuito fijador incluido en su etapa de entrada. Cuando se utiliza uno de estos comparadores, habrá que añadir una resistencia externa en serie con el terminal de entrada. Esta resistencia serie limitará la corriente interna en los diodos a un nivel seguro.

❑ Conversión de ondas sinusoidales a ondas cuadradas

El **punto de conmutación** (también llamado *umbral* o *referencia*) de un comparador es *la tensión de entrada con la cual los estados de salida conmutan (de nivel bajo a alto o viceversa)*. En los comparadores inversores y no inversores tratados anteriormente, el punto de conmutación es cero ya que es este el valor de tensión de entrada donde conmutan los estados de la salida. Como un



(a) (b)

Figura 22-3. Comparador conversor de señales sinusoidales a señales cuadradas. *a*) No inversor; *b*) inversor.

detector de cruce por cero tiene una *salida de dos estados*, cualquier señal periódica que cruza por el umbral cero provoca una señal de salida rectangular.

Por ejemplo, si una señal sinusoidal es la entrada de un comparador no inversor *con su umbral en 0 V, la salida será la señal cuadrada de* la Figura 22-3*a*. Como se ve, la salida de un detector de cruce por cero conmuta la salida cada vez que la tensión de entrada pase por cero.

La Figura 22-3*b* muestra la señal sinusoidal de entrada y la salida cuadrada de un comparador inversor. Con este detector de cruce por cero, la señal cuadrada de salida está desfasada 180° con respecto a la de entrada.

❑ Zona lineal

La Figura 22-4*a* muestra un detector de cruce por cero. Si este comparador tiene una ganancia en lazo abierto infinita, la transición entre la saturación positiva y la negativa sería vertical. En la Figura 22-1*c*, la transición es vertical debido a que la sensibilidad del canal *B* es 10 mV/Div.

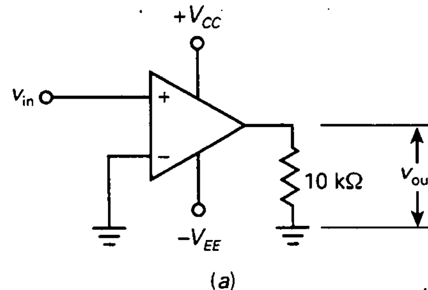
Cuando la sensibilidad del canal B cambia a 200 μV/Div, la transición deja de ser vertical, como muestra la Figura 22-4*b*. Necesita aproximadamente ±100 μV para llegar a saturación positiva o negativa. Esto es típico en un comparador. *La estrecha zona de la entrada entre los −100 y +100 μV* se llama **zona lineal del comparador**. Cuando ocurre el paso por cero, el cambio de la señal de entrada atraviesa tan rápido por la zona lineal que sólo se observa un repentino cambio entre la saturación positiva y la negativa, o viceversa.

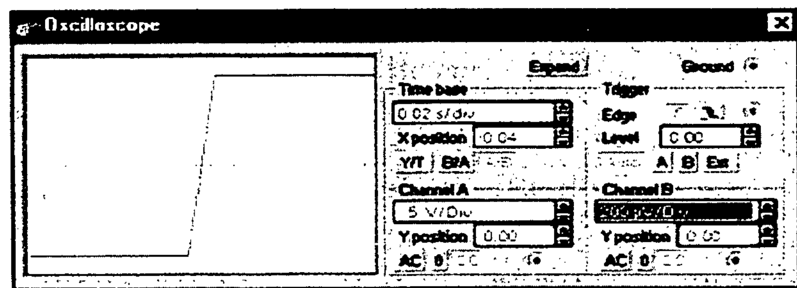
❑ Interface entre circuitos analógicos y digitales

Es común el uso de la salida de un comparador como interface con circuitos digitales como CMOS, EMOS o TTL (que significa: *lógica transistor-transistor*, una familia de circuitos digitales).

La Figura 22-5*a* representa cómo funciona un detector de cruce por cero como interface de un circuito EMOS. Siempre que la tensión de entrada es mayor que cero, la salida del comparador es alta. Esto activa el FET de potencia y provoca una gran corriente por la carga.

La Figura 22-5*b* muestra el funcionamiento de un detector de cruce por cero como interface de un inversor CMOS. La idea básica es la misma. Una entrada en el comparador mayor que cero provoca una entrada alta en el inversor CMOS.





(b)

Figura 22-4. Zona lineal estrecha de un comparador típico.

La mayoría de los dispositivos EMOS y CMOS pueden operar con tensiones de entrada superiores a ±15 V. De esta forma, se puede utilizar la salida de un comparador típico sin ningún desplazamiento o recorte. La lógica TTL, por otra parte, funciona con niveles de entrada bajos. Por ello, utilizar un comparador como interface de un circuito TTL requiere un tratamiento distinto (se tratará en la siguiente sección).

❑ Circuitos fijadores y resistencias de compensación

Cuando se usa una resistencia limitadora de corriente con un circuito fijador, debe utilizarse una resistencia de compensación de igual magnitud en la otra entrada del comparador, como muestra la Figura 22-6. Éste sigue siendo un detector de cruce por cero, excepto que ahora tiene una resistencia de compensación para eliminar el efecto de la corriente de polarización de entrada.

Como antes, los diodos están normalmente en corte y no afectan al funcionamiento del circuito. Solamente cuando la entrada exceda de ±0,7 V uno de los diodos conducirá y protegerá al comparador de una excesiva tensión de entrada.

❑ Salida limitada

La oscilación en la salida de un detector de cruce por cero puede ser demasiado grande en algunas aplicaciones. Si es así, se puede *limitar la salida* usando dos diodos zener enfrentados, como muestra la Figura 22-7*a*. En este

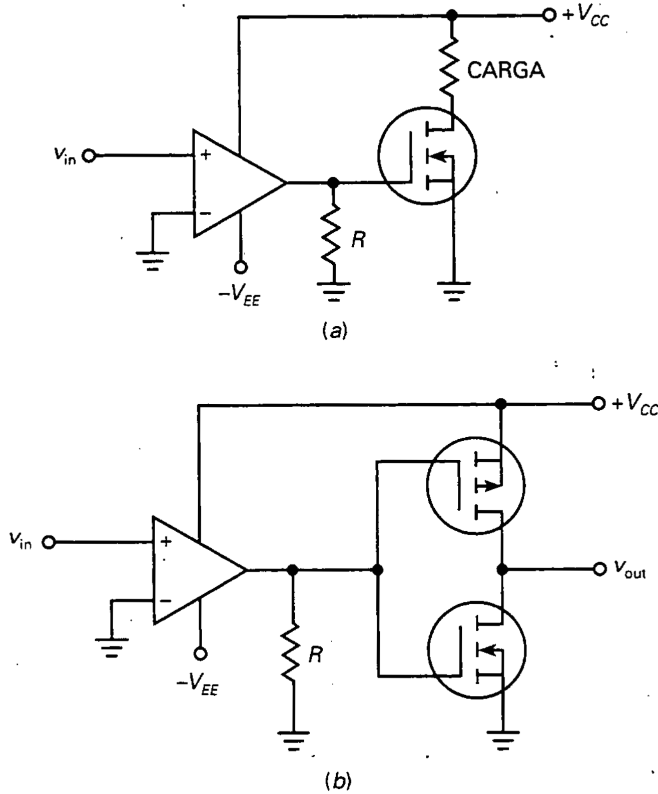


Figura 22-5. Comparador de interface: *a*) FET de potencia; *b*) CMOS.

circuito, el comparador inversor tiene la salida limitada, ya que uno de los diodos estará en directa mientras el otro funcionará en la zona de corte.

Por ejemplo, un 1N749 tiene una tensión zener de 4,3 V. De esta forma, la tensión a través de los dos diodos es aproximadamente de ±5 V. Si la tensión de entrada es una sinusoide con un valor de pico de 25 mV, entonces la tensión de salida será una señal cuadrada invertida con una tensión de pico de 5 V.

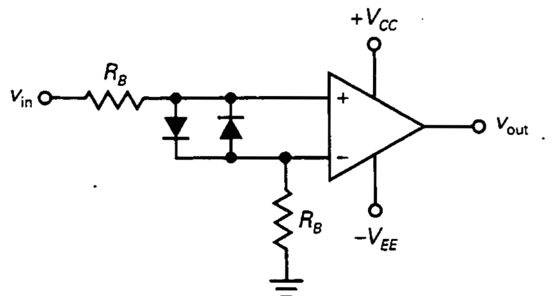


Figura 22-6. Uso de una resistencia de compensación para minimizar el efecto de $I_{in(polarización)}$.

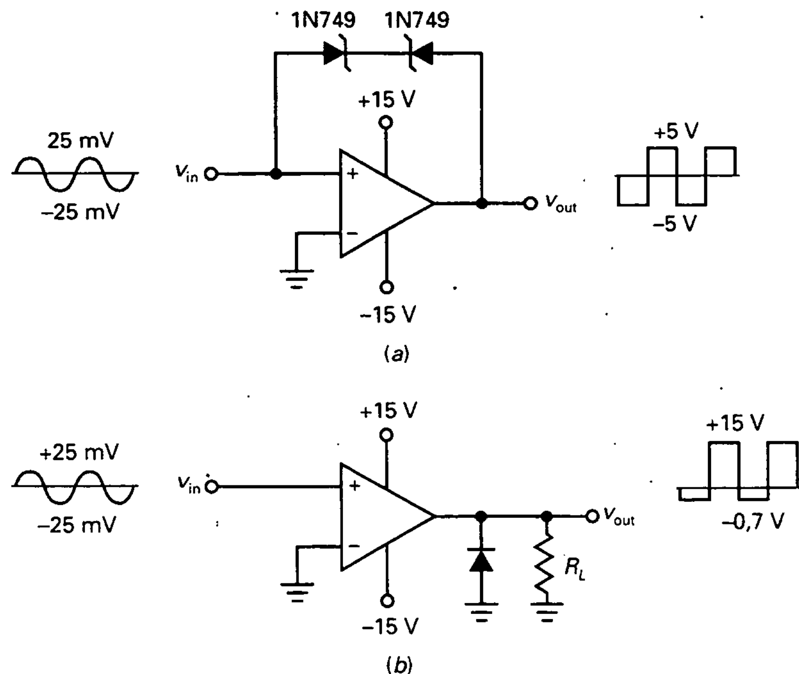


Figura 22-7. Salidas limitadas. *a*) Diodos zener; *b*) diodo rectificador.

La Figura 22-7*b* muestra otro ejemplo de salida limitada. Esta vez, el diodo de salida recorta los semiciclos negativos de la tensión de salida. Con una señal de entrada sinusoidal con un valor de pico de 25 mV, se obtendrá una señal de salida limitada entre −0,7 y +15 V.

Una tercera manera de limitar la salida es conectando diodos zener con la salida. Por ejemplo, si conectamos dos diodos zener enfrentados, como en la Figura 22-7*a*, limitarán la salida a ±5 V.

EJEMPLO 22-1

¿Cómo funciona el circuito de la Figura 22-8?

SOLUCIÓN

Este circuito compara dos tensiones de polaridades inversas para determinar cuál es la mayor. Si la magnitud de v_1 es mayor que la de v_2, la entrada no inversora es positiva, la salida del comparador es positiva y se enciende el LED verde. Por otra parte, si la magnitud de v_1 es menor que la de v_2, la entrada no inversora es negativa, la salida del comparador es negativa y se enciende el LED rojo.

EJEMPLO 22-2

¿Cuál es el funcionamiento del circuito de la Figura 22-9?

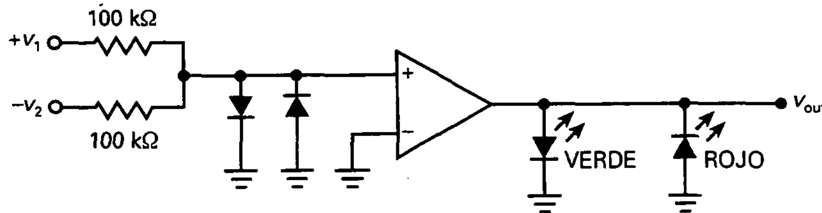


Figura 22-8. Comparando tensiones de diferente polaridad.

SOLUCIÓN

Para empezar, el diodo de la salida recorta los semiciclos negativos. El circuito contiene una señal llamada *estroboscópica*. Cuando esta señal es positiva, satura al transistor y fuerza la tensión de salida aproximadamente a cero. *Cuando es cero, el transistor está* en corte y la salida del comparador puede oscilar positivamente. De esta forma, la salida del comparador conmutará entre –0,7 y +15 V cuando la señal estroboscópica esté a nivel bajo. Cuando esta señal está a nivel alto, la salida está deshabilitada. En este circuito, la señal estroboscópica se usa para eliminar la salida en ciertas ocasiones o bajo ciertas condiciones.

EJEMPLO 22-3

¿Cómo funciona el circuito de la Figura 22-10?

SOLUCIÓN

Ésta es una manera de hacer un reloj de 60 Hz, una señal cuadrada usada como mecanismo de temporización básico de los relojes digitales baratos. El transformador mantiene una tensión de alimentación de 12 V de corriente alterna. El circuito fijador limita la entrada a ±0,7 V. El comparador inversor produce una señal cuadrada en la salida con una frecuencia de 60 Hz. La señal de salida se llama *reloj*, ya que su frecuencia puede usarse para obtener segundos, minutos y horas.

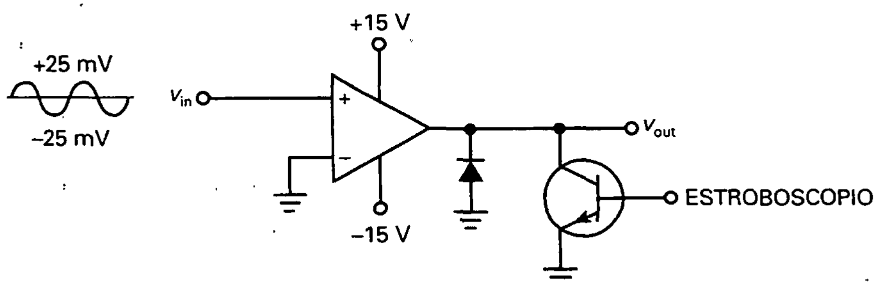


Figura 22-9. Comparador con salida limitada con estroboscopio.

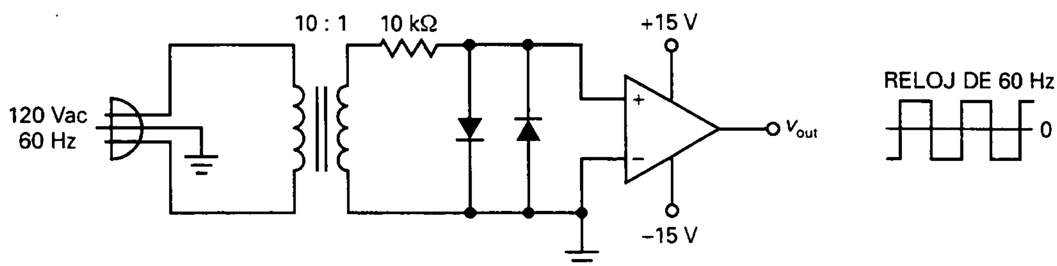


Figura 22-10. Generador de reloj de 60 Hz.

Un *divisor de frecuencia* es un circuito digital con el cual se puede dividir los 60 Hz entre 60 para conseguir una señal cuadrada de período 1 segundo. Acoplando otro divisor se consigue una señal de período 1 minuto. Un último divisor permite obtener una señal cuadrada de período 1 hora. Usando estas tres señales cuadradas con otros circuitos digitales y LED de siete segmentos, se puede mostrar la hora numéricamente.

22-2. COMPARADORES CON PUNTO DE CONMUTACIÓN DISTINTO DE CERO

En ciertas aplicaciones es necesario que el punto de conmutación sea diferente de cero. Polarizando alguna de las entradas se consigue desplazar dicho punto donde se desee.

❑ Variación de un punto de conmutación

En la Figura 22-11*a* se aplica a la entrada inversora una tensión de referencia:

$$v_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{22-2}$$

Cuando v_{in} es mayor que v_{ref}, la tensión diferencial de entrada es positiva y la tensión de salida está a nivel alto. Si v_{in} es menor que v_{ref}, la tensión diferencial de entrada es negativa y la tensión de salida está a nivel bajo.

Con este propósito, generalmente se conecta un condensador de desacoplo en la entrada inversora como se muestra en la Figura 22-11*a*. Este hecho reduce el rizado de la fuente de alimentación y el ruido que aparece en la entrada inversora. Para que realmente sea eficaz, la frecuencia de corte de este circuito de desacoplo debe ser mucho menor que la frecuencia del rizado de la fuente de alimentación. La frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2)C_{paso}} \tag{22-3}$$

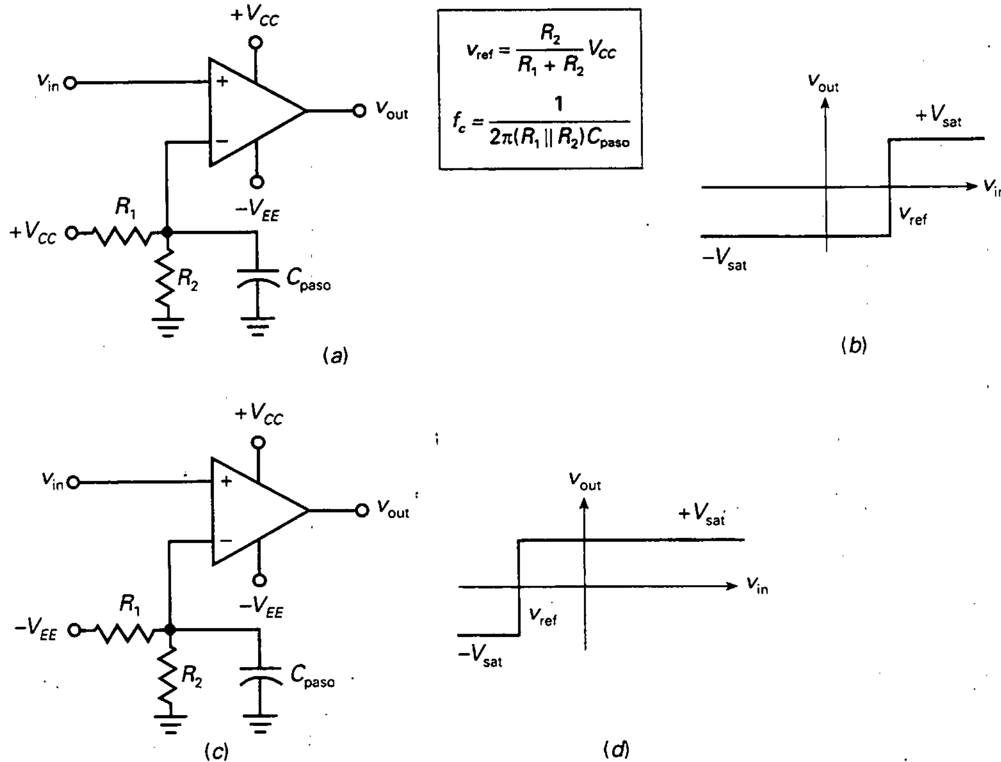


Figura 22-11. *a*) Comparador con punto de conmutación positivo; *b*) función de transferencia; *c*) comparador con punto de conmutación negativo; *d*) función de transferencia.

La Figura 22-11*b* representa la función de transferencia (una gráfica de la salida en función de la entrada). El punto de conmutación es, en este caso, igual a v_{ref}. Cuando v_{in} es mayor que v_{ref}, la salida del comparador se satura positivamente. Si v_{in} es menor que v_{ref}, la salida lo hace negativamente.

Un comparador como éste se denomina comúnmente **detector de límite,** puesto *que una salida positiva indica que la tensión de entrada excede un límite específico.* Con diferentes valores de R_1 y R_2, se puede fijar el punto de conmutación positivo entre 0 y V_{CC}. Si se prefiere un punto de conmutación negativo, se conecta $-V_{EE}$ al divisor de tensión, como se muestra en la Figura 22-11*c*. En este caso, se aplica una tensión negativa de referencia a la entrada inversora. Cuando v_{in} es positiva y mayor que v_{ref}, la tensión diferencial de entrada es positiva y la salida está a nivel alto, como se ve en la Figura 22-11*d*. Cuando v_{in} es negativa y menor que v_{ref} la salida tiene un nivel bajo.

❑ Comparador con una sola fuente de alimentación

Como sabemos, un amplificador operacional típico, como el 741C, puede trabajar con una sola fuente de alimentación positiva y llevando a masa el terminal $-V_{EE}$, como se observa en la Figura 22-12*a*. En estas condiciones la

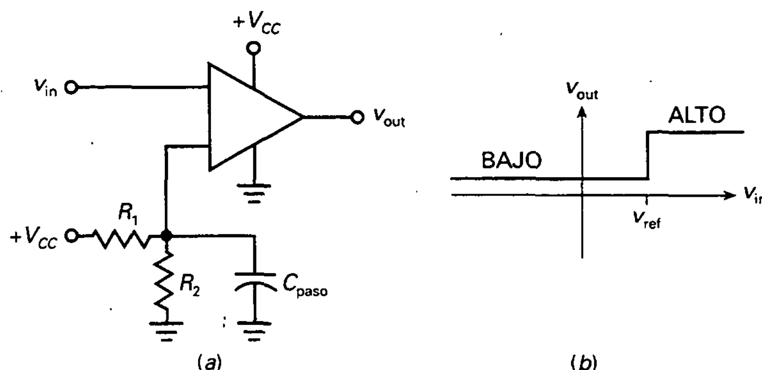


Figura 22-12. *a*) Comparador con una sola fuente de alimentación; *b*) función de transferencia.

tensión de salida tiene sólo una polaridad, es decir, una tensión positiva baja o alta. Por ejemplo, con V_{CC} igual a +15 V, la variación de la salida fluctúa aproximadamente entre 1,5 V (estado bajo) y cerca de 13,5 V (estado alto).

Cuando v_{in} es mayor que v_{ref}, la salida está a nivel alto, como se advierte en la Figura 22-12*b*. Cuando v_{in} es menor que v_{ref}, la salida tiene un nivel bajo. En cualquier caso, la salida tiene polaridad positiva. En la mayoría de las aplicaciones digitales se prefiere este tipo de salida positiva.

❑ Circuitos integrados comparadores

Un amplificador operacional como el 741C se puede usar como comparador, pero tiene limitaciones de velocidad. Como sabemos, la velocidad de respuesta (*slew rate*) limita la velociad de variación de tensión en la salida. En un 741C, la salida no puede cambiar más rápidamente que a 0,5 V/μs. Debido a este hecho, un 741C tarda más de 50 μs en conmutar entre una salida baja de −13,5 V y una salida alta de +13,5 V. Una solución a este problema consiste en utilizar un amplificador operacional con velocidad de respuesta más rápida, como el LM318. Éste tiene un S_R de 70 V/μs, pudiendo conmutar de −13,5 a +13,5 V aproximadamente en 0,3 μs.

Otra solución adecuada es la eliminación del condensador de compensación que se encuentra en un amplificador operacional típico. En circuitos lineales con amplificador operacional, este condensador atenúa la ganancia de tensión en lazo abierto a razón de 20 dB por década y evita oscilaciones. Un comparador siempre se utiliza como circuito no lineal, por lo que no es necesario incluir un condensador de compensación. Un fabricante puede rediseñar el amplificador operacional típico suprimiendo el condensador de compensación. Cuando un amplificador integrado se ha optimizado para usarse como un comparador, el dispositivo se incluye en una seccción aparte del catálogo del fabricante. Por ello, normalmente encontraremos en un manual de fabricante una sección de amplificadores operacionales y otra sección sobre comparadores.

❑ Dispositivos con colector abierto

La Figura 22-13*a* es un diagrama interno simplificado de un comparador. La etapa de polarización de entrada es un amplificador diferencial (Q_1 y Q_2). Una fuente de corriente Q_6 suministra la corriente de polarización. El amplificador diferencial excita una carga activa Q_4. La etapa de salida es únicamente el transistor Q_5 con el colector abierto. El fabricante, como puede observarse, frecuentemente deja abierto este colector, lo que permite al usuario controlar la variación de la salida del comparador.

El amplificador operacional típico estudiado en el Capítulo 18 tenía una etapa de salida a la que se podría denominar *etapa activa de pull-up*, ya que contiene dos dispositivos clase B en contrafase conectados. Con este arranque activo, el dispositivo superior conduce y eleva la salida a su estado en nivel alto. Por otra parte, la etapa de salida con colector abierto de la Figura 22-13*a* necesita un componente externo al que conectarse.

Para que el circuito funcione, el usuario tiene que conectar el colector abierto de Q_5 a una resistencia externa y a una fuente de alimentación, como se observa en la Figura 22-13*b*. La resistencia recibe el nombre de alimentación cuando Q_5 está en corte. Cuando Q_5 está saturado, la tensión de salida está a un nivel bajo. Básicamente, la etapa de salida es un transistor de conmutación. Por ello, el comparador produce una *salida de dos estados,* ya sea una tensión de nivel alto o bajo.

Sin condensador de compensación en el circuito, la salida en la Figura 22-13*a* puede variar rápidamente, debido a que sólo pequeñas capacidades parásitas permanecen en el circuito. Una limitación en la velocidad de conmutación es la capacidad de Q_5. La capacidad equialente en la salida es la suma de la capacidad de colector y de la capacidad parásita de las cone-

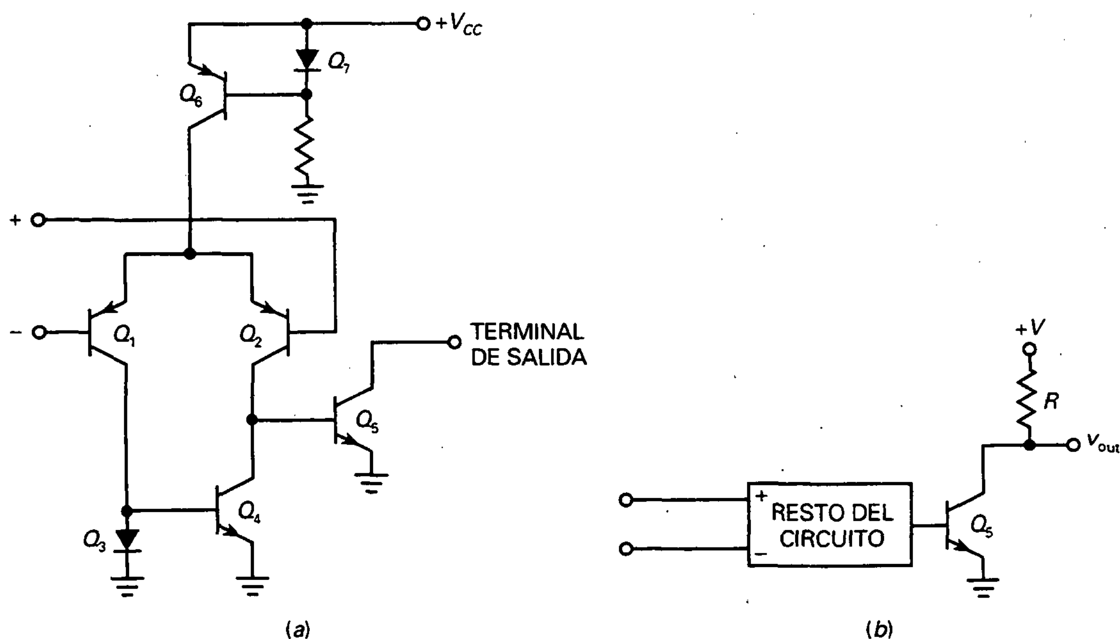


Figura 22-13. *a*) Diagrama esquemático simplificado de un comparador integrado; *b*) resistencia de *pull-up*.

xiones. La constante de tiempo de la salida es el producto de la resistencia de *pull-up* y de la capacidad de la salida. Por esta razón, cuanto menor sea la resistencia de *pull-up* en la Figura 22-13*b*, con mayor rapidez puede cambiar la tensión de salida. Generalmente, *R* es del orden de cientos de ohmios, o como máximo de algún kiloohmio.

Ejemplos de comparadores integrados son el LM311, el LM339 y el NE529. Todos ellos tienen una etapa de salida con colector abierto, lo que significa que debe conectarse el terminal de salida a una resistencia de pull-up y a una fuente de alimentación positiva. Debido a sus altas velocidades de respuesta, estos comparadores pueden conmutar los estados de la salida en un microsegundo o menos. El LM339 es un *comparador cuádruple*, es decir, reúne cuatro comparadores en uno solo integrado. Debido a su bajo coste y a su fácil uso, se ha convertido en un comparador popular en aplicaciones de propósito general.

No todos los circuitos integrados comparadores tienen una salida con colector abierto. Algunos, como el LM360, LM361 y LM760, tienen una etapa de salida con colector activo. Esta etapa activa provoca variaciones mucho más rápidas. Estos circuitos integrados de alta velocidad necesitan fuentes de alimentación dobles.

❑ Conexión con dispositivos TTL

La Figura 22-14*a* muestra la forma en que un LM339 se puede conectar como interfaz con dispositivos TTL (circuitos integrados que se usan en computadoras digitales y otros circuitos). Observe que la salida de colector abierto está conectada a una alimentación de +5 V a través de una resistencia de *pull-up* de 1 kΩ. Por esto, la salida puede ser 0 o +5 V, como se ve en la Figura 22-14*b*. Este tipo de excitación es ideal para dispositivos TTL por estar diseñados para trabajar con tensiones de alimentación de +5 V.

EJEMPLO 22-4

En la Figura 22-15*a*, la tensión de entrada es una señal sinusoidal con un valor de pico de 10 V. ¿Cuál es el punto de conmutación del circuito? ¿Qué valor toma la frecuencia de corte del circuito de desacoplo? ¿Cómo es la señal de salida?

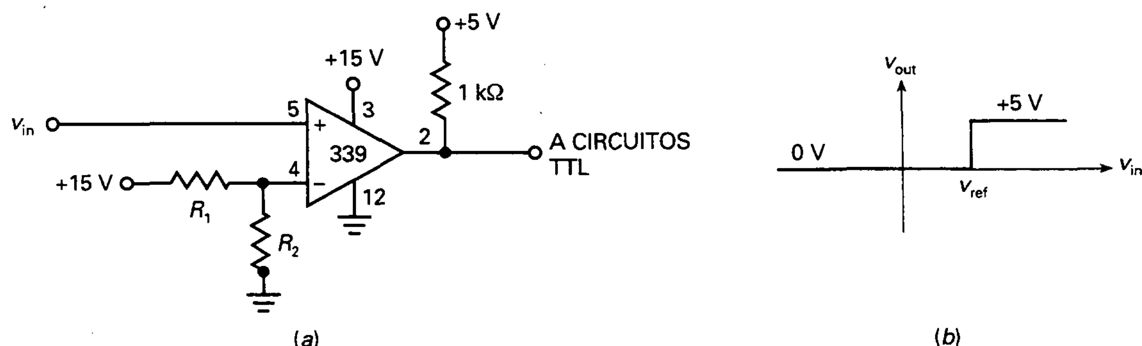


Figura 22-14. *a*) Comparador LM339; *b*) función de transferencia.

SOLUCIÓN

Como se aplica una tensión de +15 V a un divisor de tensión de razón 3:1, la tensión de referencia es:

$$V_{ref} = +5\ \text{V}$$

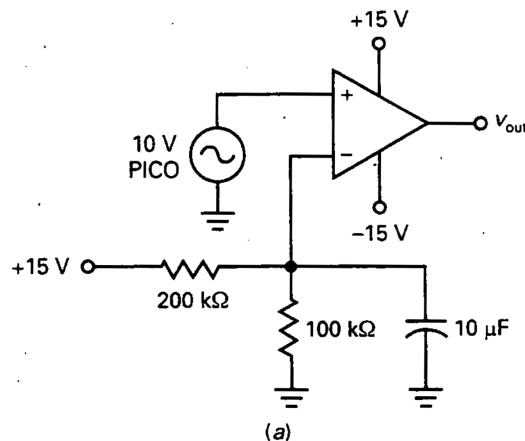
Éste es el punto de conmutación del comparador. Cuando la señal sinusoidal alcanza este nivel, la tensión de salida conmuta su estado.

Utilizando la Ecuación (22-3), la frecuencia de corte del circuito de desacoplo es:

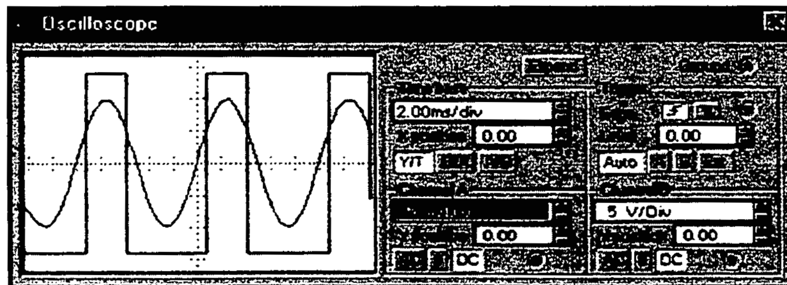
$$f_c = \frac{1}{2\pi(200\ \text{k}\Omega \,\|\, 100\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 0{,}239\ \text{Hz}$$

Debido a esta baja frecuencia de corte, cualquier rizado del orden de los 60 Hz que se produzca en la fuente de alimentación será fuertemente atenuado.

La Figura 22-15*b* muestra la señal sinusoidal de entrada. Tiene un valor de pico de 10 V. La salida rectangular tiene un pico de



(*a*)



(*b*)

Figura 22-15. Cálculo del ciclo de trabajo.

aproximadamente 14 V. Obsérvese cómo la tensión de salida conmuta su estado cuando la señal sinusoidal alcanza el punto de conmutación en +5 V.

EJEMPLO 22-5

¿Cuál es el ciclo de trabajo de la señal de salida de la Figura 22-15*b*?

SOLUCIÓN

En el Capítulo 11 se definió el *ciclo de trabajo* como la anchura del pulso dividida entre el período. La Ecuación (11-22) da esta definición equivalente: el ciclo de trabajo es igual al ángulo de conducción dividido entre 360°.

En la Figura 22-15*b*, la señal sinusoidal tiene una tensión de pico de 10 V. De esta forma, la tensión de entrada tiene una función del tipo:

$$v_{in} = 10 \text{ sen } \theta$$

La salida rectangular conmuta entre sus estados cuando la tensión de entrada alcanza los +5 V. En este momento, la ecuación anterior tiene unos valores:

$$5 = 10 \text{ sen } \theta$$

Ahora hallamos el ángulo θ para estos valores:

$$\text{sen } \theta = 0{,}5$$

o

$$\theta = \text{arcsen } 0{,}5 = 30° \text{ y } 150°$$

La primera solución, $\theta = 30°$, sucede cuando la salida cambia de nivel bajo a alto. La segunda solución, $\theta = 150°$, cuando lo hace de alto a bajo. El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{\text{Ángulo conductor}}{360°} = \frac{150° - 30°}{360°} = 0{,}333$$

El ciclo de trabajo de la Figura 22-15*b* es del 33,3 por 100.

22-3. COMPARADORES CON HISTÉRESIS

Si la entrada de un comparador recibe una gran cantidad de ruido, la salida puede ser errática cerca del punto de conmutación. Una forma de reducir el efecto debido al ruido es usando un comparador con realimentación positi-

va. La realimentación positiva provoca dos puntos de conmutación separados que previenen que una entrada ruidosa produzca falsos cambios.

❑ Ruido

Ruido es *cualquier tipo de señal indeseada que no proviene de la familia de armónicos de la señal de entrada.* Motores eléctricos, señales de neón, líneas de corriente, arranques de automóviles, iluminación, etc., producen campos electromagnéticos que introducen ruido en los circuitos electrónicos. El rizado de las fuentes de alimentación se clasifica también como ruido, ya que no es parte deseada de la señal de entrada. Usando fuentes de alimentación reguladas y apantalladas, se podrá reducir el rizado hasta niveles aceptables.

El **ruido térmico**, por otra parte, *está causado por el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de una resistencia* (Fig. 22-16*a*). La energía de estos electrones en movimiento se transforma en energía calorífica que se transmite al ambiente. La elevación de la temperatura ambiente será mayor cuanto más activos estén los electrones.

El movimiento de millones de electrones libres dentro de una resistencia es un puro caos. En ocasiones, la mayoría de los electrones se mueven de arriba abajo, produciendo tensiones negativas pequeñas en la resistencia. En otras, el movimiento, al contrario, es lo que provocará tensiones positivas. Si se amplifica este ruido y se observa con un osciloscopio, podría parecerse a la Figura 22-16*b*. Como cualquier tensión, el ruido tiene un rms o valor efectivo. Como aproximación, se puede decir que el pico superior de ruido está cerca de cuatro veces el valor rms.

La aleatoriedad en el movimiento de los electrones en el interior de una resistencia produce una distribución del ruido en casi todas las frecuencias. El valor rms de este ruido crece con la temperatura, ancho de banda y valor de la resistencia. Para nuestros propósitos, debemos ser conscientes de cómo afecta el ruido a la salida de un comparador.

❑ Cambios de estado producidos por ruido

Como se estudió en la Sección 22-1, la alta ganancia en lazo abierto de un comparador provoca que entradas de sólo 100 μV sean suficientes para cambiar su estado. Si en la entrada aparecen ruidos con picos de esta magnitud o mayores, serán detectados por el comparador.

La Figura 22-17 muestra la salida de un comparador sin señal de entrada, pero con ruido. Cuando los picos de ruido son lo suficientemente gran-

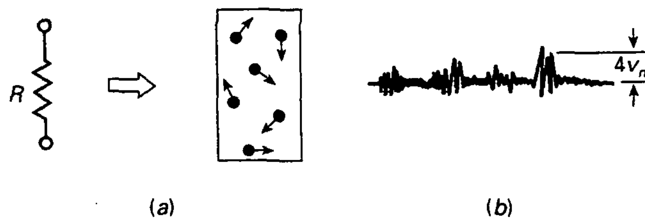


Figura 22-16. Ruido térmico. *a*) Movimiento aleatorio de electrones en una resistencia; *b*) ruido en un osciloscopio.

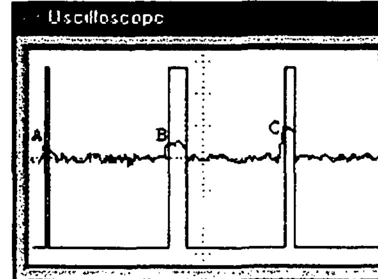


Figura 22-17. Ruido producido por falsos disparos del comparador.

des producen cambios de estado no deseados en la salida del comparador. Por ejemplo, los picos de ruido A, B y C producen transiciones no deseadas de nivel bajo a alto. El ruido se superpone a la señal de entrada y provoca saltos erráticos.

❑ Disparador de Schmitt

La solución habitual para una señal de entrada con ruido es el uso de comparadores como el que se muestra en la Figura 22-18*a*. La tensión de entrada se aplica a la entrada inversora. Dado que la realimentación está ayudando a la tensión de entrada, ésta es *positiva*. Al *comparador que utiliza la realimentación positiva* se le conoce comúnmente como **disparador de Schmitt** o **circuito biestable**.

Cuando el comparador está saturado positivamente, una tensión positiva realimenta la entrada no inversora. Esta entrada positiva mantiene la salida en el estado alto. De manera similar, cuando la tensión de salida está saturada a nivel negativo, una tensión negativa realimenta la entrada no inversora, manteniendo la salida en el estado bajo. En cualquier caso, la realimentación positiva refuerza el estado de la salida existente.

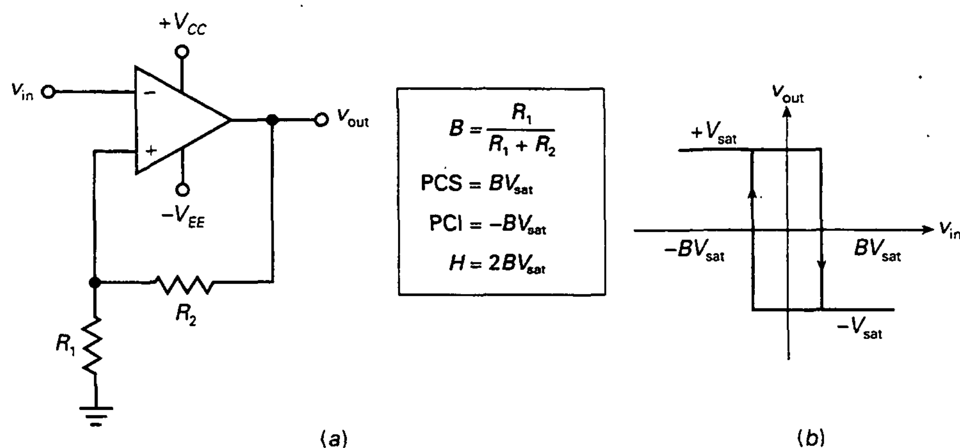


Figura 22-18. *a*) Disparador de Schmitt inversor; *b*) la función de transferencia tiene histéresis.

La cantidad de realimentación es:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{22-4}$$

Cuando la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora tiene la ecuación:

$$v_{ref} = +BV_{sat} \tag{22-5a}$$

Cuando la salida está saturada a nivel negativo, la tensión de referencia es:

$$v_{ref} = -BV_{sat} \tag{22-5b}$$

La tensión de salida permanecerá en un estado dado hasta que la entrada exceda la tensión de referencia de ese estado. Por ejemplo, si la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia es $+BV_{sat}$. La tensión de entrada v_{in} debe incrementarse a un valor ligeramente mayor que $+BV_{sat}$ para conmutar la tensión de salida de positivo a negativo, como se muestra en la Figura 22-18*b*. Una vez que la salida está en el estado negativo, permanecerá ahí indefinidamente hasta que la tensión de entrada sea negativa menor que $-BV_{sat}$. Entonces la salida conmuta de negativo a positivo (Fig. 22-18*b*).

❑ Histéresis

La atípica gráfica de la Figura 22-18*b* tiene una propiedad muy útil llamada *histéresis*. Para entender este concepto, ponga un dedo en la parte superior de la gráfica donde pone $+V_{sat}$; éste es el valor de la tensión de salida. Mueva el dedo a lo largo de la línea horizontal. En ella, la tensión de entrada cambia pero la de salida es igual a $+V_{sat}$. Cuando se alcanza el ángulo superior derecho, v_{in} es igual a $+BV_{sat}$. Cuando v_{in} se incrementa hasta ser ligeramente mayor que $+BV_{sat}$, la tensión de salida conmuta de $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Si mueve el dedo a lo largo de la línea vertical en la dirección de la flecha, simulará la conmutación de la tensión de salida de nivel alto a bajo. Cuando el dedo está en la línea horizontal inferior, la tensión de salida permanece en este nivel en cualquier punto a lo largo de la línea horizontal inferior. Mueva el dedo hasta alcanzar el ángulo inferior izquierdo. En este punto, v_{in} es igual a $-BV_{sat}$. Cuando v_{in} es ligeramente más negativa que $-BV_{sat}$, la tensión de salida conmuta de $-V_{sat}$ a V_{sat}. Si mueve el dedo a lo largo de la línea vertical en la dirección de la flecha, simulará la conmutación de la tensión de salida de nivel bajo a nivel alto.

En la Figura 22-18*b*, los **puntos de conmutación** se definen como *las dos tensiones de entrada que provocan variaciones en la salida.* El *punto de conmutación superior (PCS)* tiene un valor:

$$\text{PCS} = BV_{sat} \tag{22-6}$$

y el *punto de conmutación inferior (PCI):*

$$\text{PCI} = -BV_{sat} \tag{22-7}$$

La diferencia entre los puntos de conmutación es el valor de histéresis, H:

$$H = \text{PCS} - \text{PCI} \tag{22-8}$$

Con las Ecuaciones (22-6) y (22-7) se obtiene:

$$H = 2BV_{sat} \tag{22-9}$$

La realimentación positiva causa la histéresis que aparece en la Figura 22-18*b*. Si no hubiera realimentación positiva, B sería igual a cero y la histéresis desaparecería debido a que los puntos de conmutación serían iguales a cero.

La histéresis es deseable en un disparador de Schmitt, porque evita que el ruido cause falsos disparos. Considere un disparador de Schmitt sin histéresis equivalente a la Figura 22-18*b* con $B = 0$. Entonces, cualquier tensión de ruido en la entrada del disparador de Schmitt hará que la tensión de salida conmute aleatoriamente del estado bajo al estado alto y viceversa. A continuación, imagine un disparador de Schmitt con histéresis, como se muestra en la Figura 22-18*b*. Si la tensión de ruido pico a pico es menor que la histéresis, el ruido no puede producir falsos disparos. Por ejemplo, si PCS = +1 V y PCI = −1 V, entonces H = 2 V, En este caso, el disparador de Schmitt es inmune a falsos disparos en tanto que la tensión de ruido pico a pico sea menor que 2 V.

❑ Circuito sin inversión

En la Figura 22-19*a* aparece un *disparador de Schmitt no inversor.* Su función de transferencia de tensión de salida en función de la tensión.

Ésta es la forma en que funciona. Supóngase la salida saturada a nivel positivo en la Figura 22-19*a*. Entonces, la realimentación de tensión a la entrada no inversora es una tensión positiva, lo que refuerza la saturación positiva. De manera similar, cuando la salida está saturada a nivel negativo, la realimentación a la entrada no inversora es una tensión negativa, la cual refuerza la saturación negativa.

Suponga que la salida se encuentra saturada a nivel negativo. La tensión de realimentación mantendrá la salida saturada negativamente hasta que la

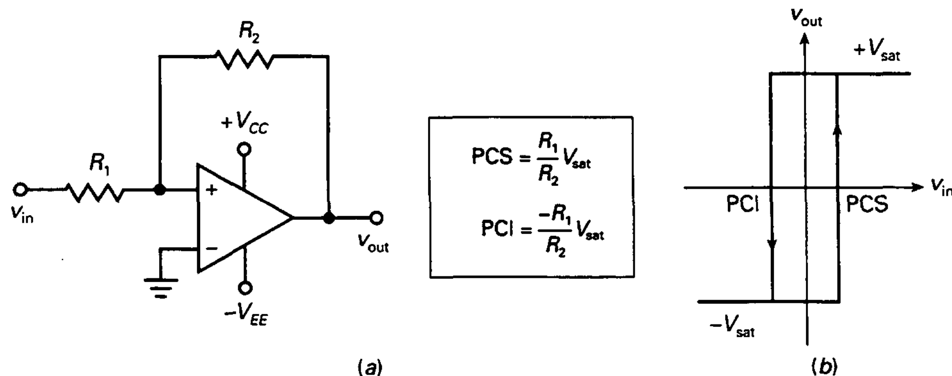


Figura 22-19. *a*) Disparador de Schmitt no inversor; *b*) función de transferencia.

tensión de entrada sea lo bastante positiva para hacer la tensión de error positiva. Cuando este hecho sucede, la salida entra en positivo y permanece ahí hasta que la tensión de entrada sea lo bastante negativa como para hacer negativa la tensión de error. Cuando lo hace, la salida puede regresar al estado negativo.

Las ecuaciones para los puntos de conmutación de un disparador de Schmitt sin inversión son:

$$\text{PCS} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \quad (22\text{-}10)$$

$$\text{PCI} = \frac{-R_1}{R_2} V_{sat} \quad (22\text{-}11)$$

La razón de R_1 frente a R_2 determina el tamaño de la histéresis. Un diseñador puede conseguir una histéresis suficiente como para evitar los saltos indeseados debidos al ruido.

❑ Condensador de aceleración

Además de suprimir los efectos del ruido, la realimentación positiva acelera la conmutación de los estados de salida. Cuando la tensión de salida empieza a cambiar, el cambio es realimentado a la entrada no inversora y amplificado, obligando a la salida a cambiar rápidamente. Algunas veces un condensador C_2 se conecta en paralelo con R_2, como se observa en la Figura 22-20. Se conoce como **condensador de aceleración** y *ayuda a cancelar el circuito de desacoplo formado por la capacidad parásita* C_1 en paralelo con R_1. Esta capacidad tiene que cargarse antes de que la tensión de entrada no inversora pueda cambiar. El condensador de aceleración proporciona esta carga.

Para neutralizar la capacidad parásita, el divisor de tensión capacitativo por C_1 y C_2 debe tener la misma razón de impedancias que el divisor de tensión resistivo:

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1 \quad (22\text{-}12)$$

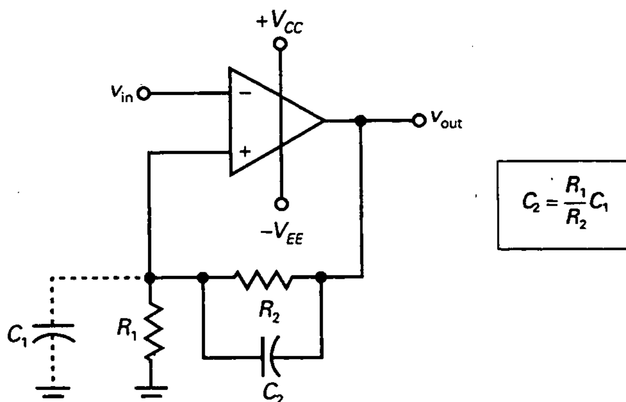


Figura 22-20. El condensador de aceleración compensa la capacidad parásita.

Mientras que C_2 sea igual o mayor que el valor dado por la Ecuación (22-12), la salida conmutará de estado a máxima velocidad. Puesto que frecuentemente se tiene que estimar el valor de la capacidad parásita, lo mejor es hacer C_1 al menos dos veces mayor que el valor dado por la Ecuación (22-12). En los circuitos típicos, C_2 tiene valores comprendidos entre 10 y 100 pF.

EJEMPLO 22-6

Si V_{sat} = 13,5 V, ¿cuáles son los puntos de conmutación y de histéresis en la Figura 22-21?

SOLUCIÓN

La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{40\ \text{k}\Omega} = 0{,}0208$$

El punto de conmutación superior:

$$\text{PCS} = 0{,}0208(13{,}5\ \text{V}) = 0{,}281\ \text{V}$$

La conmutación inferior tiene el mismo valor con signo contrario:

$$\text{PCI} = -0{,}281\ \text{V}$$

La histéresis es la diferencia entre los dos puntos de conmutación:

$$H = 0{,}281\ \text{V} - (-0{,}281\ \text{V}) = 0{,}562\ \text{V}$$

Este hecho significa que la báscula de Schmitt puede tolerar una tensión de ruido pico a pico de hasta 0,562 V, sin que ocurran falsos disparos.

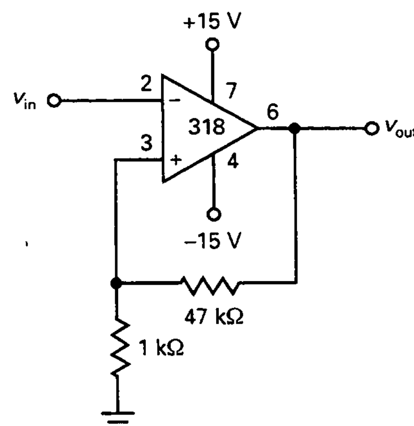


Figura 22-21. Ejemplo.

22-4. COMPARADORES DE VENTANA

Un **comparador de ventana** *indica el momento en que la tensión de entrada excede cierto límite o umbral.* Un comparador de ventana (también llamado *detector de límite doble*) detecta cuándo la tensión de entrada está entre dos límites.

Para construir un comparador de ventana se utilizan dos comparadores con umbrales distintos.

❑ Nivel de salida bajo entre los límites

La Figura 22-22*a* muestra un comparador de ventana que produce una nivel bajo de tensión de salida cuando la tensión de entrada está entre unos límites inferior y superior. El circuito tiene un PCI y un PCS. La tensión de referencia se puede obtener de un divisor de tensión, unos diodos zener o de otros circuitos. La Figura 22-22*b* muestra la función de transferencia de un comparador de ventana. Cuando v_{in} es menor que PCI o mayor que PCS, la salida está en nivel alto. Cuando v_{in} está entre PCI y PCS, la salida está a nivel bajo.

Éste es el funcionamiento teórico, para cuyo análisis supondremos que PCI = 3 V y PCS = 4 V. Cuando $v_{in} < 3$ V, el comparador A_1 tiene una salida positiva y A_2 negativa. El diodo D_1 conduce y D_2 está en corte. De esta forma, la tensión de salida está en nivel alto. Igualmente, cuando $v_{in} > 4$ V, el comparador A_1 tiene una salida negativa y A_2 positiva. El diodo D_1 está en corte y D_2 conduce. La tensión de salida está en nivel alto. Cuando 3 V < v_{in} < 4 V, A_1 y A_2 tienen una salida negativa, D_1 y D_2 están en corte y la tensión de salida está en nivel bajo.

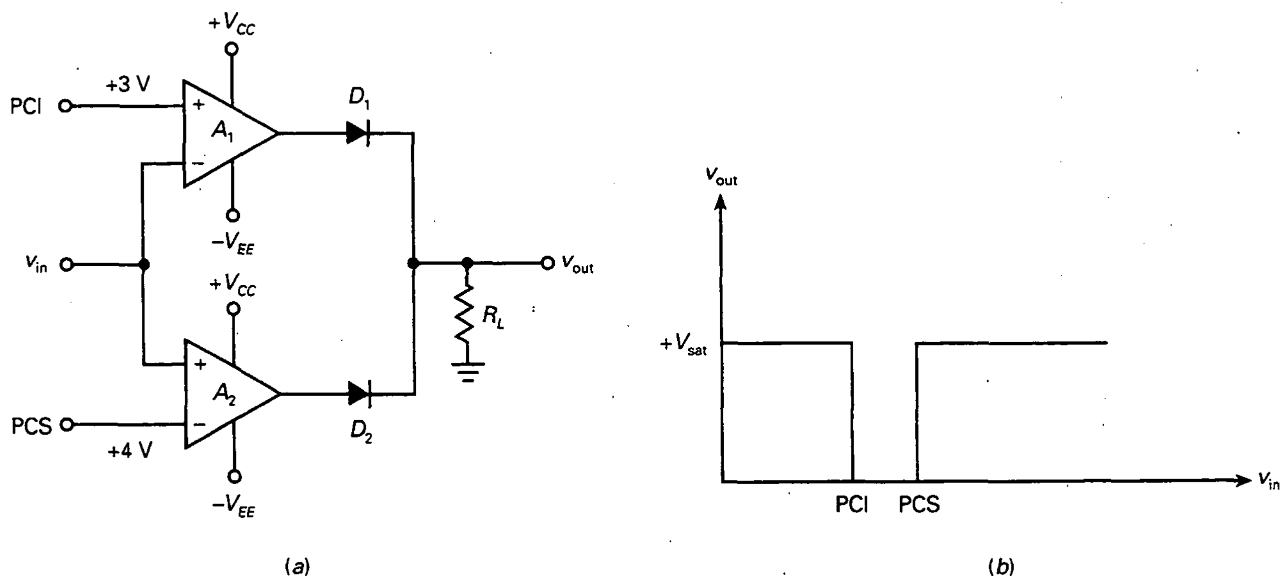


Figura 22-22. *a*) Comparador de ventana inversor; *b*) la salida está en nivel bajo cuando la entrada está en los límites de la ventana.

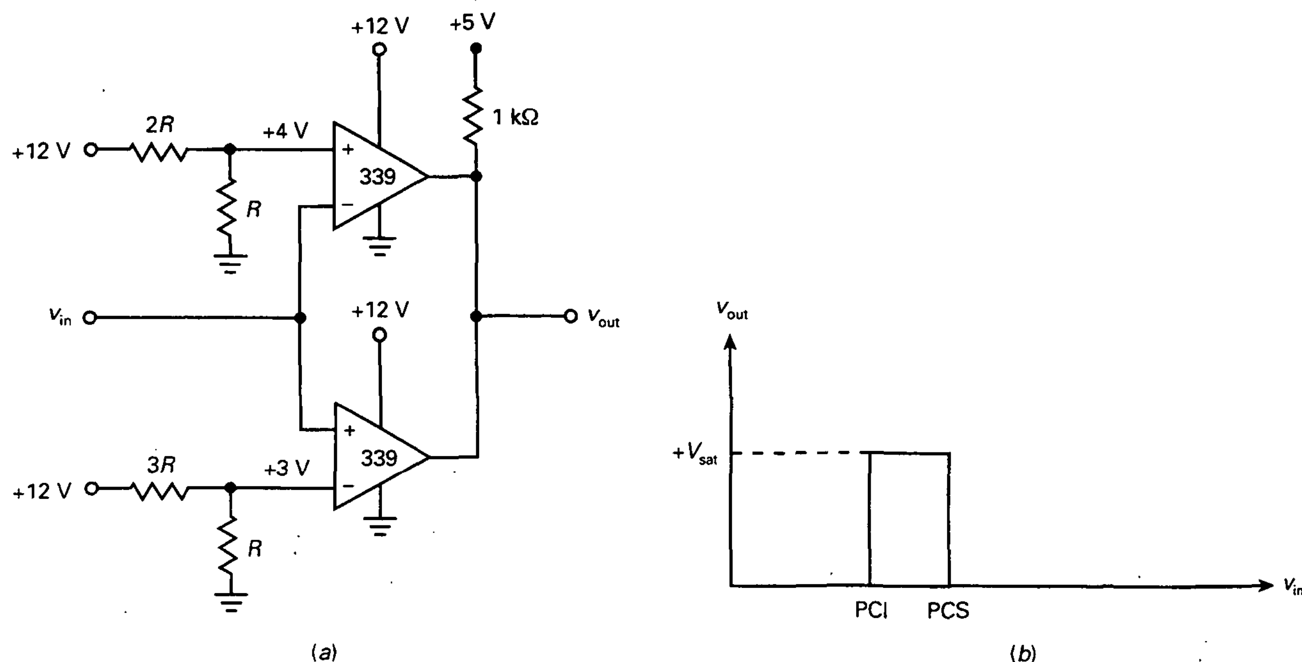


Figura 22-23. *a*) Comparador de ventana no inversor; *b*) la salida está en nivel alto cuando la entrada está en los límites de la ventana.

❑ Nivel de salida alto entre los límites

La Figura 22-23*a* muestra otro comparador de ventana. El circuito utiliza un LM339, comparador cuádruple que necesita de una resistencia externa de *pull-up*. Si la tensión de alimentación de *pull-up* es de +5 V, la salida puede excitar circuitos TTL. La Figura 22-23*b* muestra la función de transferencia. Se observa que la tensión de salida está en nivel alto cuando la tensión de entrada está entre los dos límites.

Para este análisis supondremos las mismas tensiones de referencia del ejemplo anterior. Cuando $v_{in} < 3$ V, el comparador inferior lleva la salida a cero. Cuando $v_{in} > 4$ V, el comparador superior lleva la salida a cero. Cuando 3 V < v_{in} < 4 V, el transistor de salida de ambos comparadores está en corte, con lo que la salida sube a +5 V.

22-5. EL INTEGRADOR

Un **integrador** es un *circuito que ejecuta una operación matemática llamada integración*. La aplicación más difundida de un integrador es la destinada a producir una *rampa* en su tensión de salida, la cual supone un incremento o un decremento lineal de tensión.

Se le denomina también *integrador de Miller*, en honor a su inventor.

❑ Circuito básico

La Figura 22-24*a* es un integrador realizado con un amplificador operacional. Como se puede ver, el componente de realimentación es un condensa-

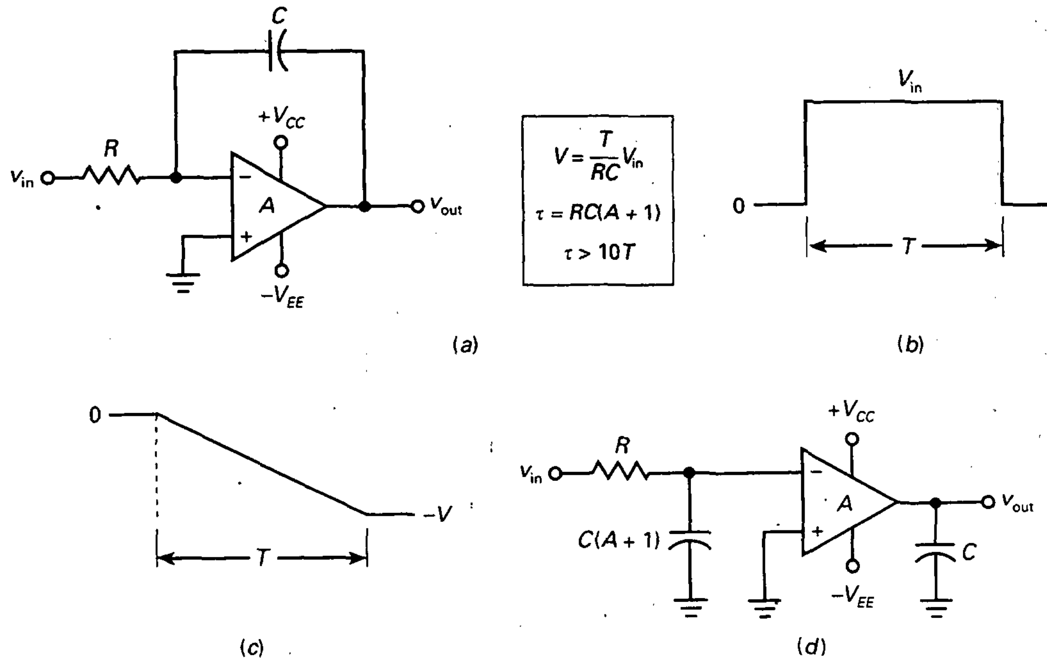


Figura 22-24. *a*) Integrador; *b*) entrada rectangular; *c*) rampa de salida característica; *d*) circuito equivalente con capacidades de Miller.

dor en lugar de una resistencia. La entrada, en general, es un pulso rectangular como el de la Figura 22-24*b*. Cuando el pulso está a nivel bajo, $v_{in} = V_{in}$. Considere que este pulso se aplica en el extremo izquierdo de *R*. Debido a la masa virtual, una tensión de entrada alta produce una corriente de entrada de:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

Toda esa corriente de entrada circula por el condensador. Así pues, el condensador se cargará y su tensión se incrementará con la polaridad mostrada. La masa virtual implica que la tensión de salida es igual a la tensión en extremos del condensador. Con una tensión de entrada positiva, la tensión de salida será negativa y creciente en módulo.

Como una corriente constante circula hacia el condensador, la carga Q se incrementa linealmente con respecto al tiempo, lo cual quiere decir que la tensión del condensador se incrementa linealmente, y así equivale a una rampa negativa en la tensión de salida, como se puede ver en la Figura 22-24*c*. Al final del período del pulso la tensión de entrada vuelve a cero y la corriente de carga deja de existir. Debido a que el condensador retiene su carga, la tensión de salida permanece constante en una tensión negativa de $-V$.

Esta tensión viene dada por:

$$V = \frac{T}{RC}V_{in} \tag{22-13}$$

Una observación final. Debido al efecto Miller, podemos dividir el condensador de realimentación en dos capacidades equivalentes, como se muestra en la Figura 22-24*d*. La constante de tiempo en lazo cerrado τ del circuito de desacoplo de la entrada es:

$$\tau = RC(A + 1) \tag{22-14}$$

Para que el integrador funcione correctamente, esta constante de tiempo debe ser mucho mayor que el ancho del pulso de la entrada (al menos 10 veces más). En términos matemáticos:

$$\tau > 10T \tag{22-15}$$

❑ Eliminación del offset de salida

El circuito de la Figura 22-24*a* necesita una pequeña modificación para ser práctico. Debido a que un condensador se comporta como un circuito abierto para señales de continua, no hay realimentación negativa a la frecuencia cero. Sin realimentación negativa, el circuito considera cualquier tensión de offset de entrada como una tensión de entrada válida. El resultado es que el condensador se carga y la salida se satura positiva o negativamente, permaneciendo así indefinidamente.

Una forma de reducir el efecto de la tensión de offset de entrada es disminuir la ganancia de tensión a la frecuencia cero conectando una resistencia en paralelo con el condensador, como aparece en la Figura 22-25*a*. Esta resistencia debe ser al menos 10 veces mayor que la resistencia de entrada. Si la resistencia que se añade es igual a 10*R*, la ganacia de tensión en lazo cerrado es 10 y la tensión de offset de salida se reduce satisfactoriamente a un nivel aceptable. Cuando una tensión de entrada válida está pre-

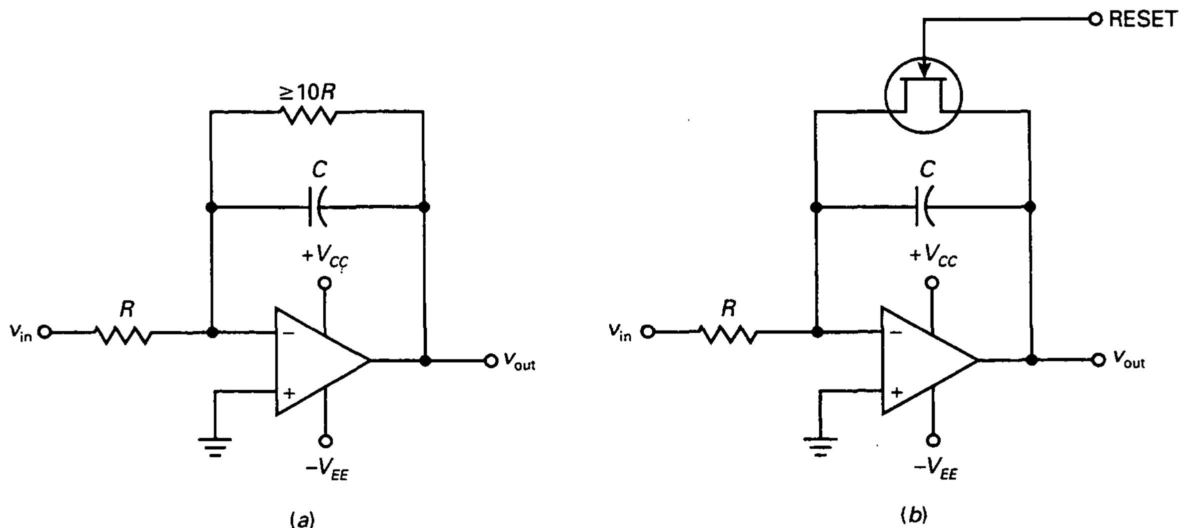


Figura 22-25. *a*) La resistencia en paralelo con el condensador reduce la tensión de offset; *b*) el FET se utiliza para resetear el integrador.

sente, la resistencia adicional casi no tiene efecto en la carga del condensador, así que la tensión de salida es aún casi una rampa perfecta.

Otra forma de suprimir el efecto de la tensión de offset de entrada es utilizar un conmutador FET, como se observa en la Figura 22-25*b*. La tensión de reset en la puerta del FET puede ser 0 V o $-V_{CC}$, lo cual es suficiente para que entre en corte el FET. Por consiguiente, podemos considerar el FET como una resistencia pequeña cuando el integrador no funciona y como una resistencia grande cuando el integrador está activo.

El FET descarga el condensador y lo prepara para el siguiente pulso de entrada. Exactamente antes de que éste comience, la tensión de reset se hace igual a 0 V, lo que descarga el condensador. En el instante en que comienza el siguiente pulso, la tensión de rest se cambia a $-V_{CC}$, lo cual corta el FET. El integrador produce entonces una rampa de tensión en la salida.

EJEMPLO 22-7

En la Figura 22-26, ¿cuál es la tensión en el condensador al finalizar el pulso? Si el 741C tiene una ganancia diferencial de tensión de 100.000, ¿cuál es la constante de tiempo en lazo cerrado?

SOLUCIÓN

Debido a la masa virtual en la entrada inversora, la corriente de entrada es:

$$I = \frac{8\text{ V}}{2\text{ k}\Omega} = 4\text{ mA}$$

Con la Ecuación (22-13), la tensión de salida al finalizar el pulso vale:

$$V = \frac{(4\text{ mA})(1\text{ ms})}{1\text{ }\mu\text{F}} = 4\text{ V}$$

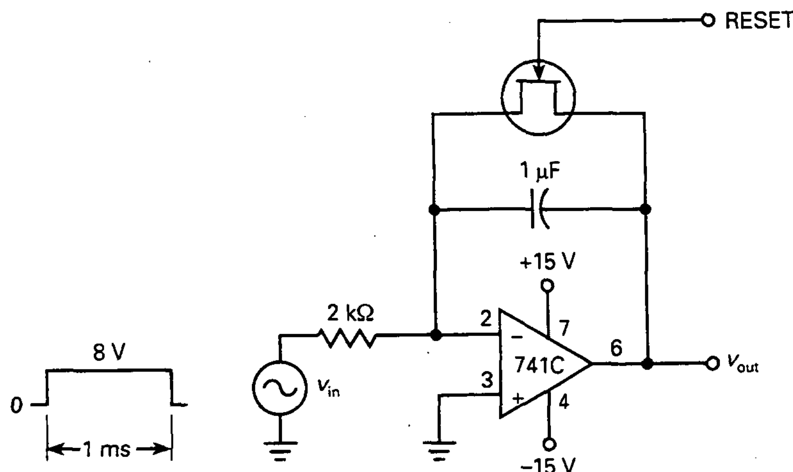


Figura 22-26. Ejemplo.

Imagine una tensión de salida que empieza en 0 V y disminuye linealmente hasta −4 V. Esta cantidad es la que sale del integrador. La forma de onda es como la que aparece en la Figura 22-24*c*.

Debido al efecto Miller, la constante de tiempo en lazo cerrado es

$$\tau = (2\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})(100.000) = 200\ \text{s}$$

Ésta es la Ecuación (22-14) con $A + 1$ aproximadamente igual a 100.000 para un 741C. Como la constante de tiempo en lazo cerrado (200 s) es mucho mayor que el ancho del pulso (1 ms), sólo interviene la parte inicial de la carga exponencial. Por ello, la tensión de salida es casi una rampa perfecta. Así es como se generan las tensiones de barrido de un osciloscopio.

22-6. CONVERTIDORES DE FORMA DE ONDA

Con amplificadores operacionales podemos convertir ondas sinusoidales en ondas rectangulares, ondas rectangulares en ondas triangulares y así sucesi-

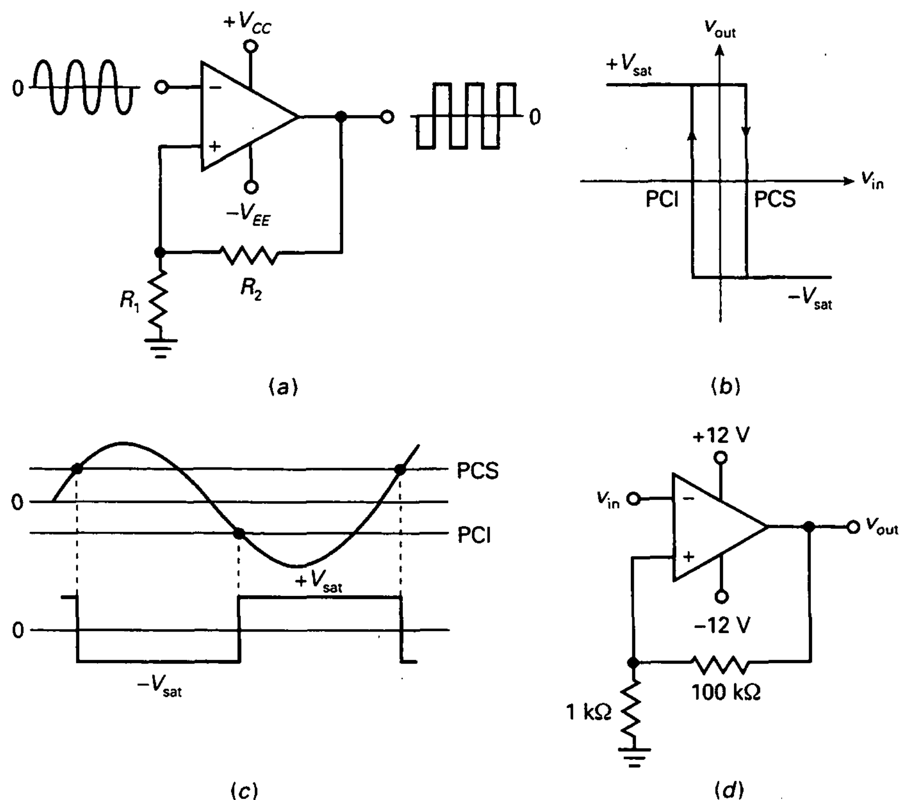


Figura 22-27. Un disparador de Schmitt produce siempre una salida rectangular.

vamente. Esta sección estudia algunos circuitos básicos que convierten una forma de onda de entrada en otra forma de onda de salida diferente.

❑ Sinusoidal a rectangular

La Figura 22-27*a* muestra un disparador de Schmitt y la Figura 22-27*b* es la gráfica de la tensión de salida en función de la de entrada. Cuando la señal de entrada es *periódica* (ciclos repetidos), el disparador de Schmitt produce, como se puede observar, una salida rectangular. Este hecho supone que la señal de entrada es lo suficientemente grande como para superar los dos puntos de conmutación de la Figura 22-27*c*. Cuando la tensión de entrada excede al PCS en la variación ascendente del semiciclo positivo, la tensión de salida conmuta a $-V_{sat}$. Un semiciclo después, la tensión de entrada tiene un valor negativo menor que el PCI y la salida conmuta a $+V_{sat}$.

Un disparador de Schmitt siempre produce una salida rectangular, independientemente de la forma de la señal de entrada. En otras palabras, la tensión de entrada no tiene que ser sinusoidal, como se muestra en la Figura 22-27*a*. Mientras la forma de onda sea periódica y tenga una amplitud suficientemente grande como para superar los puntosde conmutación, tendremos una salida rectangular que tiene la misma frecuencia que la señal de entrada (lo que es evidente en la Figura 22-27*c*).

Como ejemplo, en la Figura 22-27*d* se observa un disparador de Schmitt con puntos de conmutación de aproximadamente PCS = +0,1 V y PCI = −0,1 V. Si la tensión de entrada es periódica y tiene una tesión de pico a pico mayor que 0,2 V, la tensión de salida es una onda rectagular con un valor de pico a pico de aproximadamente 20 V.

❑ Rectangular a triangular

En la Figura 22-28*a*, la onda rectangular es la entrada de un integrador. Puesto que la tensión de entrada tiene una componente continua nula, el nivel de continua de la salida también es cero. Como se muestra en la Figura 22-28*b*, la rampa tiene pendiente negativa durante el semiciclo positivo

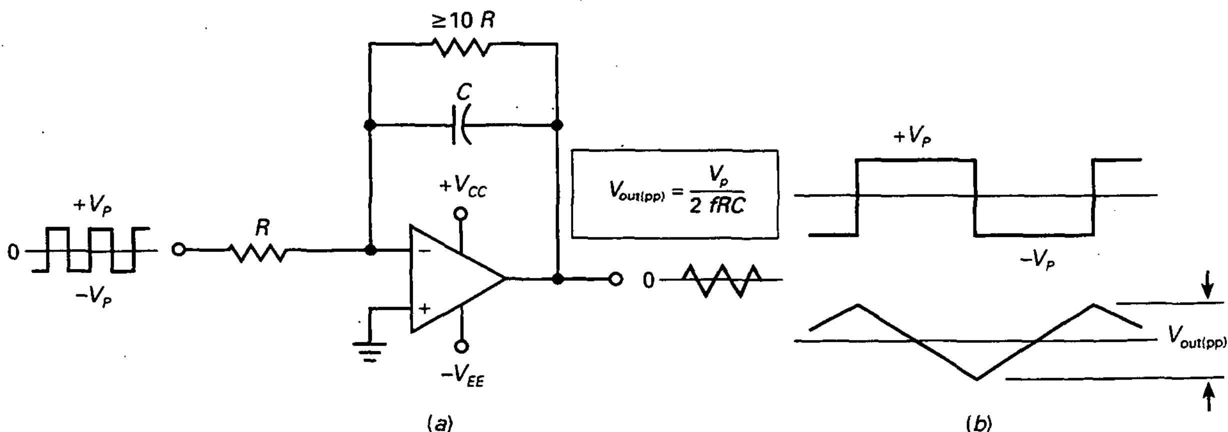


Figura 22-28. *a*) Una entrada rectangular en el integrador produce una salida triangular; *b*) formas de onda en la entrada y la salida.

de la tensión de entrada, y pendiente positiva durante el semiciclo negativo. En consecuencia, la salida es una onda triangular con la misma frecuencia de la señal de entrada. Analizando el cambio de tensión de la rampa, podemos probar que la tensión de salida está dada por:

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{T}{2RC} V_p \qquad (22\text{-}16)$$

donde T es el período de la señal. Expresado en términos de frecuencia:

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{V_p}{2fRC} \qquad (22\text{-}17)$$

en la que V_p es el valor de pico de la tensión de entrada y f es la frecuencia de esta tensión.

❑ Triángulo a pulso

En la Figura 22-29*a* se muestra un circuito que convierte una entrada triangular en una salida rectangular. Al variar R_2, podemos cambiar el ancho de los pulsos de la salida, lo que equivale a variar el *ciclo de trabajo.* En la Figura 22-29*b*, W representa el ancho del pulso y T es el período. El ciclo de trabajo D se define como el ancho del pulso dividido entre el período.

En aquellas aplicaciones donde queramos producir un pulso con un ciclo de trabajo ajustable, el circuito de la Figura 22-29*a* es ideal para esta función. Básicamente, es un detector de límite que conmuta los estados de salida cuando la tensión de entrada cruza cierto nivel. El comparador tiene una tensión de referencia ajustable en la entrada inversora. Este hecho nos permite mover el punto de comutación desde cero hasta un nivel positivo. Cuando la tensión de entrada triangular excede la tensión de referencia, la salida está a nivel alto, como se ve en la Figura 22-29*c*. Como v_{ref} es ajustable, podemos variar la anchura del pulso de salida, lo cual equivale a cambiar el ciclo de trabajo. En un circuito como éste, podemos variar el ciclo de trabajo desde 0 hasta un 50 por 100 aproximadamente.

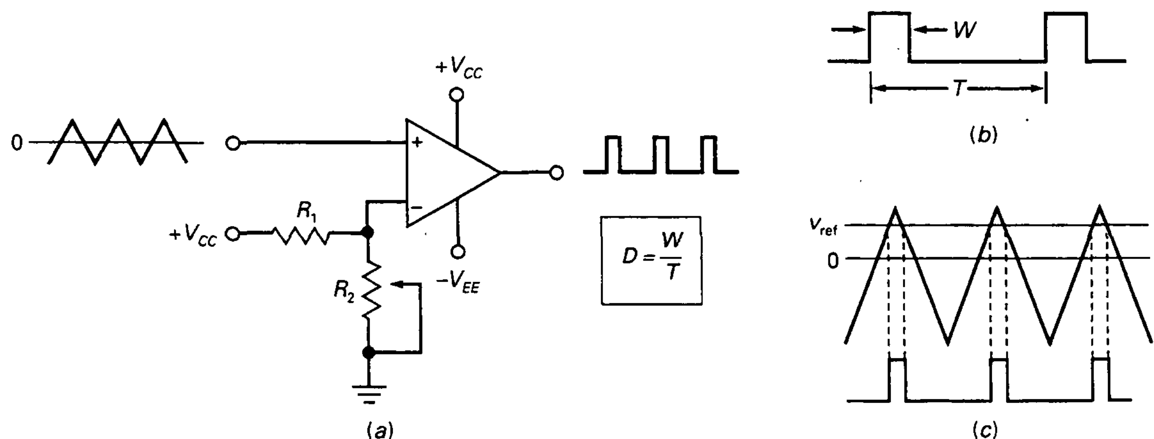


Figura 22-29. Una entrada triangular en un detector de límite se convierte a una señal rectangular en la salida.

EJEMPLO 22-8

Una entrada rectangular excita al integrador de la Figura 22-30. Si la frecuencia es de 1 kHz y el valor de pico a pico es de 10 V, ¿cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN

De la Ecuación (22-17), la salida es una onda triangular con una tensión pico a pico de:

$$V_{out(pp)} = \frac{10\text{ V}}{4(1\text{ kHz})(1\text{ k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 0{,}25\text{ V pp}$$

EJEMPLO 22-9

Una onda triangular excita el circuito de la Figura 22-31*a*. Si la frecuencia es de 1 kHz, ¿cuál es la frecuencia de la señal de salida? ¿Qué ciclo de trabajo tiene cuando el cursor está a la mitad de su rango?

SOLUCIÓN

Cada pulso de salida ocurre durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada. Por tanto, la frecuencia de salida debe ser 1 kHz, la misma que la frecuencia de entrada.

En un diagrama eléctrico, el valor indicado junto al potenciómetro es generalmente la resistencia máxima. Por consiguiente, cuando el cursor está a la mitad de su valor total, la resistencia es de 5 kΩ. Este dato significa que la tensión de referencia es:

$$V_{ref} = \frac{15\text{ V}}{15\text{ k}\Omega} 5\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$$

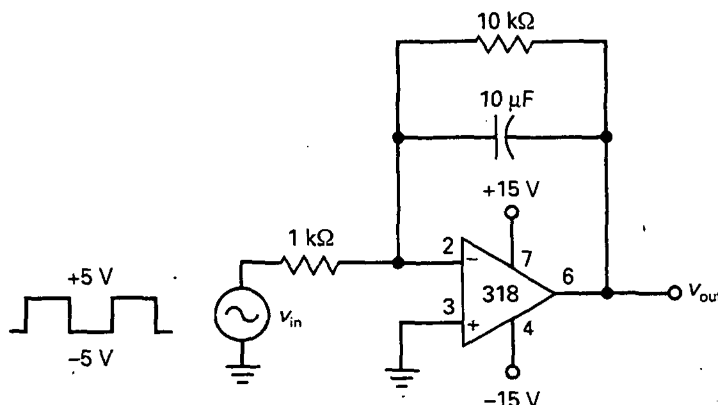


Figura 22-30. Ejemplo.

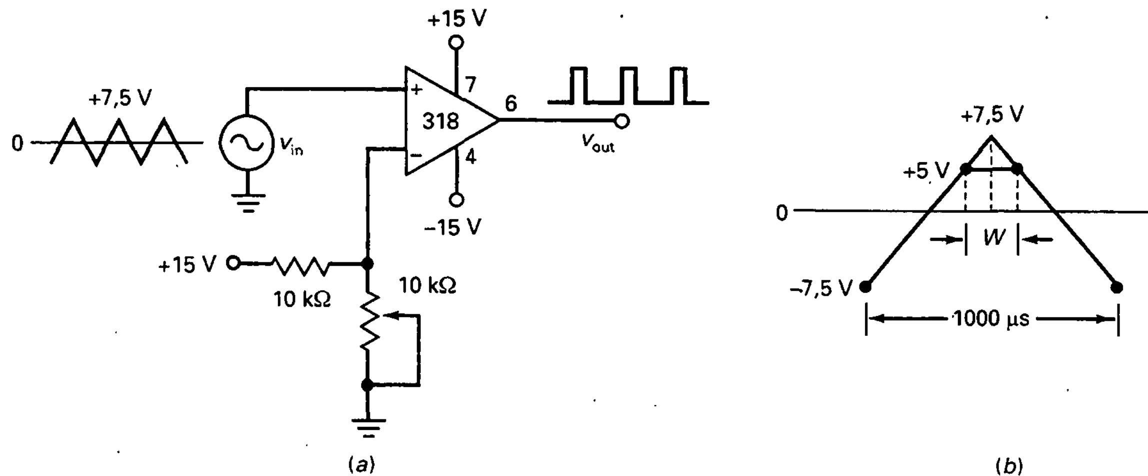


Figura 22-31. Ejemplo.

El período de las señales de entrada y salida es:

$$T = \frac{1}{1\text{ kHz}} = 1\text{ ms} = 1.000\ \mu\text{s}$$

La Figura 22-31*b* indica este valor. Se requieren 500 μs para que la tensión de entrada se incremente de −7,5 a +7,5 V, ya que éste es la mitad de un cilo. El punto de conmutación del comparador está a +5 V. Este hecho significa que el pulso de salida tiene un ancho *W*, como se ve en la Figura 22-31*b*.

Por la geometría de la Figura 22-31*b*, podemos establecer una proporción entre la tensión y el tiempo como sigue:

$$\frac{W/2}{500\ \mu\text{s}} = \frac{7{,}5\text{ V} - 5\text{ V}}{15\text{ V}}$$

Despejando *W*, tenemos

$$W = 167\ \mu\text{s}$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{167\ \mu\text{s}}{1.000\ \mu\text{s}}(100\ \%) = 16{,}7\ \%$$

En la Figura 22-31*a*, al mover el cursor hacia abajo se incrementará la tensión de referencia y disminuirá el ciclo de trabajo de la salida. Al deslizar el cursor hacia arriba se hará decrecer la tensión de referencia y se incrementará el ciclo de trabajo de la salida. Para los valores dados en la Figura 22-31*a*, el ciclo de trabajo puede variar hasta el 50 por 100.

22-7. GENERADORES DE SEÑAL

Con realimentación positiva es posible también construir **osciladores**: *circuitos que generan o crean una señal de salida sin ninguna señal externa de entrada.* Esta sección analiza brevemente algunos circuitos con amplificadores operacionales que pueden generar señales no sinusoidales.

❑ Oscilador de relajación

En la Figura 22-32*a* no existe señal de entrada. No obstante, el circuito genera una señal rectangular de salida. ¿Cómo es posible? Suponga que la salida está a nivel positivo. El condensador se cargará exponencialmente hacia $+V_{sat}$. Nunca alcanza el valor de $+V_{sat}$ debido a que su tensión llega al PCS, como se muestra e la Figura 22-32*b*. Cuando esto sucede, la tensión de salida conmuta a $-V_{sat}$ y el condensador invierte la dirección del proceso de carga. Entonces, la tensión del condensador disminuye, como puede verse. Cuando la tensión de condensador llega al PCI, la salida conmuta y regresa a V_{sat}. El ciclo se repite. A causa de la carga y descarga continua del condensador, la salida es una onda rectangular con un ciclo de trabajo del 50 por 100.

Analizando la carga y descarga exponencial del condensador, podemos deducir la fórmula para el período de la señal de salida:

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B} \qquad (22\text{-}18)$$

donde B es la fracción de realimentación dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

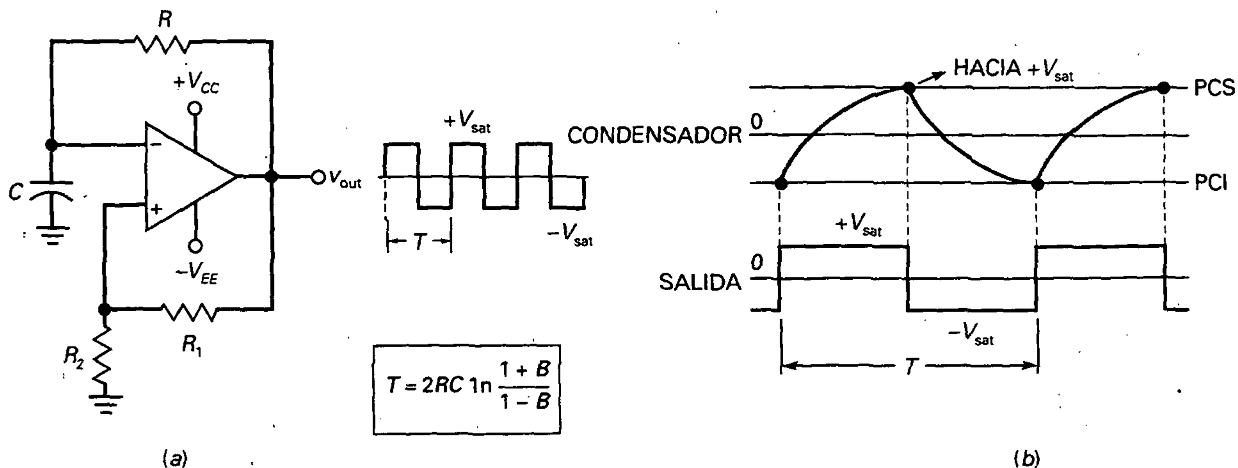


Figura 22-32. *a*) Oscilador de relajación; *b*) tensiones en el condensador y la salida.

❑ Generadores de señales triangulares

Cuando conectamos en cascada un oscilador de relajación y un integrador, se tiene un circuito que produce una salida triangular, como se ve en la Figura 22-33. La onda rectangular de la salida del oscilador de relajación excita el integrador; éste produce una señal de salida triangular. La onda rectangular tiene una excursión comprendida entre $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$. Se puede calcular su período con la Ecuación (22-18). La onda triangular tiene el mismo período y la misma frecuencia. Se puede calcular su valor de pico a pico con la Ecuación (22-16).

EJEMPLO 22-10

¿Cuál es la frecuencia de la señal de la salida en la Figura 22-34?

SOLUCIÓN

En la Figura 22-34, localice el divisor de tensión de realimentación. Observe que consiste en una R_2 de 18 kΩ y en una R_1 de 2 kΩ. Con estos valores, la cantidad de realimentación es:

$$B = \frac{18\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = 0{,}9$$

La constante de tiempo RC:

$$RC = (1\ \text{k}\Omega)(0{,}1\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$

Con la Ecuación (22-18) el período de la señal de salida es:

$$T = 2(100\ \mu\text{s})\ \ln \frac{1{,}9}{0{,}1} = 589\ \mu\text{s}$$

y la frecuencia vale:

$$f = \frac{1}{589\ \mu\text{s}} = 1{,}7\ \text{kHz}$$

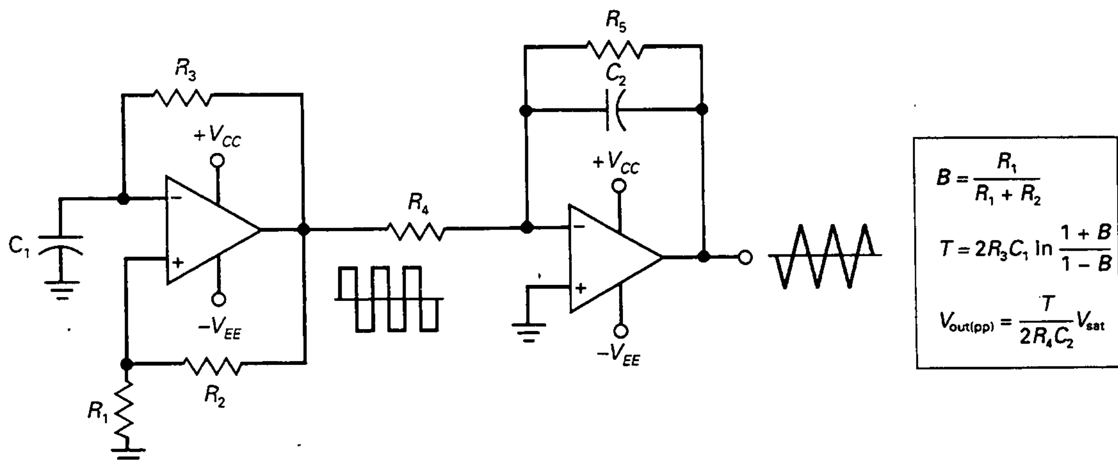


Figura 22-33. Oscilador de relajación que excita al integrador para producir una salida triangular.

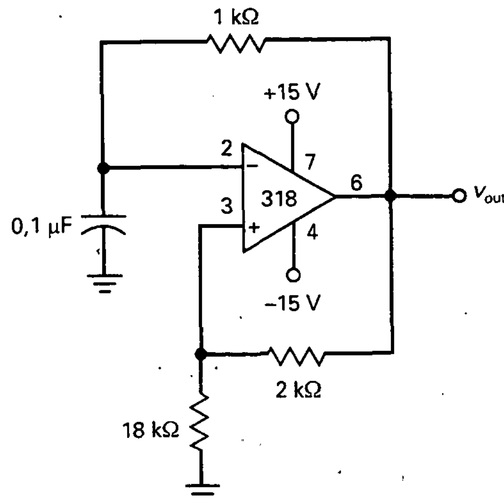


Figura 22-34. Ejemplo.

La tensión de salida tiene una frecuencia de 1,7 kHz y un valor pico a pico de $2V_{sat}$ aproximadamente de 27 V para el circuito de la Figura 22-34.

EJEMPLO 22-11

El oscilador de relajación del Ejemplo 22-10 se utiliza en la Figura 22-33 para excitar el integrador. Suponer que el valor de pico de la tensión a la salida del oscilador de relajación es 13,5 V. Si el R_4 = 10 KΩ y C_2 = 10 μF, ¿cuál es el valor pico a pico de la señal triangular de salida?

SOLUCIÓN

Analizaremos el circuito utilizando las Ecuaciones de la Figura 22-33. En el ejemplo anterior, el valor de la facción de realimentación era de 0,9 y el período de 589 μs. Ahora calcularemos el valor de la señal triangular pico a pico:

$$V_{out(pp)} = \frac{589\ \mu s}{2(10\ k\Omega)(10\ \mu F)}(13,5\ V) = 39,8\ mV\ pp$$

El circuito produce una señal cuadrada con un valor pico a pico de aproximadamente 27 V y una señal triangular con un valor pico a pico de 39,8 mV.

22-8. OTROS GENERADORES DE ONDAS TRIANGULARES

En la Figura 22-35*a*, la salida de un disparador de Schmitt no inversor es una onda rectangular que excita a un integrador. La salida del integrador es una onda triangular. Ésta se realimenta y se emplea para excitar el disparador de

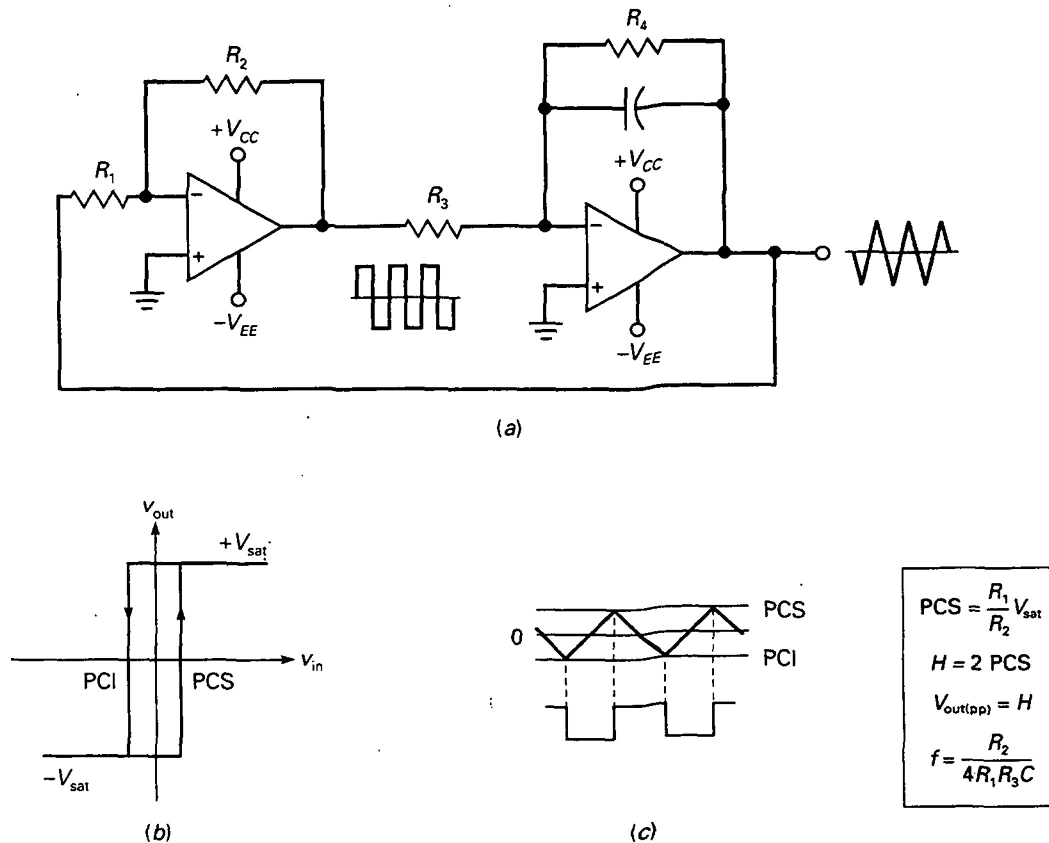


Figura 22-35. El disparador de Schmitt y el integrador producen salidas cuadradas y triangulares.

Schmitt. Así pues, tenemos un circuito muy interesante. La primera etapa excita a la segunda, mientras que la segunda excita a la primera.

La Figura 22-35*b* es la función de transferencia del disparador de Schmitt. Cuando la salida está en nivel bajo, la entrada debe incrementarse hasta el PCS para conmutar la salida a nivel alto. Asimismo, cuando la salida está a nivel alto, la entrada debe decrementarse hasta el PCI para conmutar la salida a nivel bajo.

La onda triangular del integrador es perfecta para excitar el disparador de Schmitt. Cuando la salida de ésta se halla a nivel bajo en la Figura 22-35*a*, el integrador produce una rampa positiva. Ésta se incrementa hasta alcanzar el PCS, como se ve en la Figura 22-35*c*. En ese punto, la salida del disparador de Schmitt conmuta al estado alto y obliga a la onda triangular en el PCI, donde tiene lugar otro cambio en la salida de la báscula.

En la Figura 22-35*c*, el valor pico a pico de la señal triangular es igual a la diferencia entre PCS y PCI. Se obtiene la siguiente ecuación para la frecuencia:

$$f = \frac{R_2}{4R_1R_3C} \tag{22-19}$$

La Figura 22-35 muestra esta ecuación, junto con otras necesarias para el análisis.

EJEMPLO 22-12

El generador de ondas triangulares de la Figura 22-35*a* toma los siguientes valores: $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$, $R_3 = 10\ k\Omega$, $R_4 = 100\ k\Omega$ y $C = 10\ \mu F$. ¿Cuál es la tensión de salida pico a pico si $V_{sat} = 13\ V$? ¿Cuál es la frecuencia de la señal triangular?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 22-35, el valor para PCS es:

$$PCS = \frac{1\ k\Omega}{100\ k\Omega}(13\ V) = 0{,}13\ V$$

El valor pico a pico de la señal triangular de salida es igual a la histéresis:

$$V_{out(pp)} = H = 2PCS = 2(0{,}13\ V) = 0{,}26\ V$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{100\ k\Omega}{4(1\ k\Omega)(10\ k\Omega)(10\ \mu F)} = 250\ Hz$$

22-9. CIRCUITOS ACTIVOS CON DIODO

Los amplificadores operacionales pueden mejorar el comportamiento de los circuitos con diodos. Ello se debe a que un amplificador operacional con realimentación negativa reduce el efecto de la tensión umbral, permitiéndonos la detección de pico, rectificar, recortar y fijar señales de pequeño nivel (aquellas con amplitudes menores que la tensión umbral). Además, por su acción de aislamiento, los amplificadores operacionales pueden eliminar los efectos de la fuente y de la carga en circuitos con diodos.

❑ Rectificador de media onda

La Figura 22-36 representa un **rectificador activo de media onda.** Cuando la señal de entrada que se aplica a la entrada no inversora es positiva, la

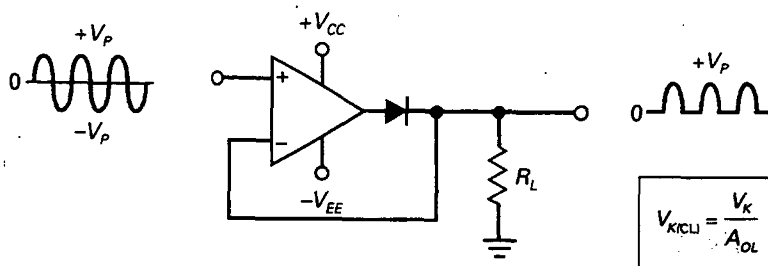


Figura 22-36. Rectificador activo de media onda.

salida es positiva y el diodo conduce. El circuito actúa entonces como un seguidor de tensión y el semiciclo positivo aparece en los extremos de la carga. Sin embargo, cuando la entrada es negativa, la salida del amplificador operacional es negativa y el diodo se corta. Como el diodo está abierto, ninguna tensión aparece en la resistencia de carga, por lo que la salida es una señal de media onda casi perfecta.

Hay dos modos o zonas diferentes de fucionamiento. La primera se da cuando la tensión de entrada es positiva, el diodo conduce y su funcionamiento es lineal. En este caso, la tensión de salida se realimenta a la entrada, teniendo así realimentación negativa como antes. La segunda se presenta cuando la tensión de entrada es negativa, el diodo no conduce y el camino de realimentación está abierto. En este caso no hay realimentación negativa y la salida del amplificador operacional está aislada de la resistencia de carga.

La alta ganancia del amplificador operacional casi elimina el efecto de la tensión umbral. Por ejemplo, si ésta es de 0,7 y A es de 100.000, la tensión de entrada que activa el diodo es:

$$V_{\text{in}} = \frac{0{,}7\ \text{V}}{100.000} = 7\ \mu\text{V}$$

La tensión umbral en lazo cerrado viene dada por:

$$V_{K(CL)} = \frac{V_K}{A_{OL}}$$

donde $V_K = 0{,}7$ para un diodo de silicio. Debido a que la tensión umbral en lazo cerrado es muy pequeña, el rectificador de media onda se puede usar con señales muy pequeñas, del orden de milivoltios.

❑ Detector de pico activo

Para detectar el valor de pico de señales pequeñas, podemos utilizar un **detector de pico activo** como el de la Figura 22-37*a*. También en esta situación la tensión umbral en lazo cerrado es del orden de microvoltios, lo que significa que podemos detectar el valor de pico de señales de pequeño nivel. Cuando el diodo conduce, la realimentación de tensión produce una impedancia de salida de Thevenin que se aproxima a cero. Ello implica que la constante de tiempo es muy pequeña, por lo que el condensador se puede cargar rápidamnte al valor de pico positivo. Sin embargo, cuando el diodo está en corte, el condensador tiene que descargarse a través de R_L. Como la constante de tiempo de descarga R_LC se puede hacer mucho mayor que el período de la señal de entrada, podemos detectar casi perfectamente el valor de pico de señales de pequeño nivel.

Existen dos modos distintos de funcionamiento. El primero se da cuando la tensión de entrada es positiva, el condensador se carga al valor de pico de la tensión de entrada. El segundo ocurre cuando la tensión de entrada es negativa, el diodo no conduce y el camino de realimentación está abierto. En este caso el condensador se descarga a través de la resistencia de carga. Cuanto mayor sea la constante de tiempo de descarga en comparación con el

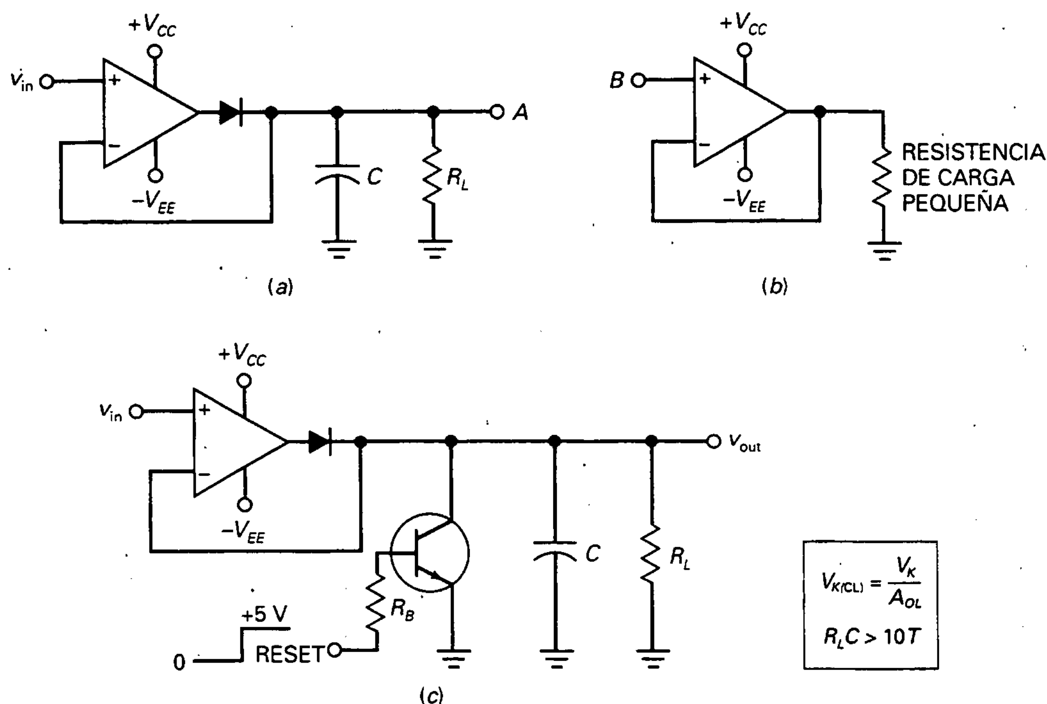


Figura 22-37. *a*) Detector de pico activo; *b*) amplificador de aislamiento; *c*) detector de pico con un dispositivo de inicialización.

período de la señal de entrada, más se aproximará la tensión de salida al valor de pico de la tensión de entrada.

Si la señal de pico detectada tiene que exictar una carga pequeña, podemos evitar el efecto de descarga mediante un amplificador operacional utilizándolo como amplificador de aislamiento. Por ejemplo, si conectamos el punto *A* de la Figura 22-37*a* al punto *B* de la Figura 22-37*b*, el seguidor de tensión aísla la resistencia de carga del detector de pico. Ello implica que aquél descargue el condensador demasiado rápido.

Como mínimo, la constante de tiempo R_LC debe ser al menos 10 veces más grande que el período T de la señal de entrada con frecuencia más baja. Es decir,

$$R_LC > 10T \tag{22-20}$$

Si esta condición se satisface, la tensión de salida estará dentro del 5 por 100 del valor de pico de la entrada. Por ejemplo, si la frecuencia más baja es de 1 kHz, el período es de 1 ms. En este caso, la constante de tiempo R_LC debe ser al menos de 10 ms si se quiere un error menor que el 5 por 100.

Frecuentemente, un dispositivo para inicializar (*reset*) se incluye en un detector de pico activo, como se observa en la Figura 22-37*c*. Cuando la tensión de reset de entrada está a nivel bajo, el transistor se corta, lo que permite al circuito trabajar como se describió antes. Cuando la tensión de

reset está a nivel alto, el transistor entra en saturación, lo cual descarga rápidamente el condensador. La razón por la que se puede necesitar un dispositivo de reset se debe a que una constante de tiempo grande implica que el condensador mantenga su carga por un largo tiempo aun cuando la señal de entrada haya variado. Mediante la tensión de reset de entrada a nivel alto, podemos descargar rápidamente el condensador y prepararlo para otra señal de entrada con un valor de pico diferente.

❑ Limitador positivo activo

La Figura 22-38*a* muestra un **limitador positivo activo**. Este circuito recortará parte de la señal. Con el cursor completamente a la izquierda, v_{ref} es cero y la entrada no inversora está a masa. Cuando v_{in} es ligeramente positiva, la tensión de error lleva a la salida del amplificador operacional a un valor negativo y el diodo conduce. Este hecho produce una realimentación negativa elevada al ser la resistencia de realimentación cero. Como R_F es cero, el nudo de la salida es una masa virtual para todo valor positivo de v_{in}.

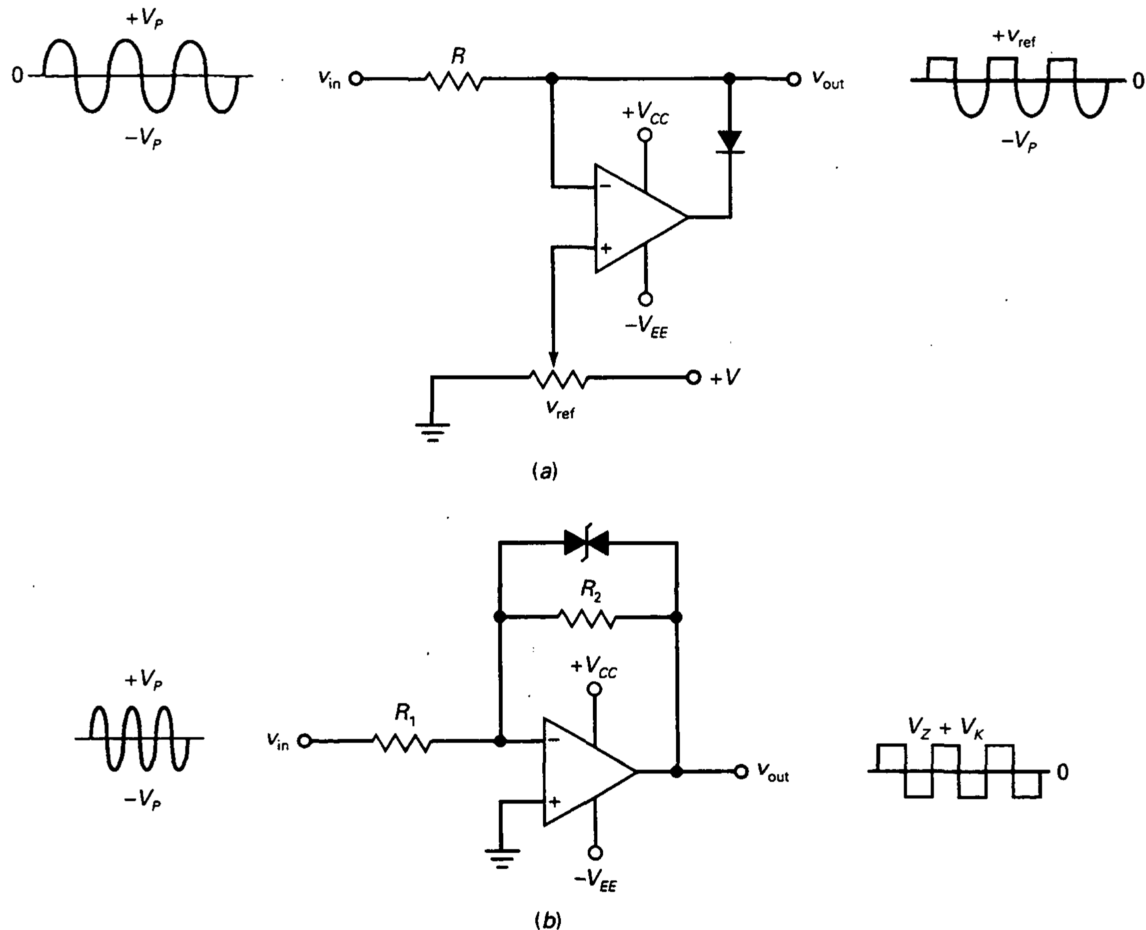


Figura 22-38. *a*) Limitador positivo activo; *b*) onda rectangular producida por los diodos zener.

Cuando v_{in} es negativa, la salida del amplificador operacional es positiva, el diodo se corta y abre el lazo de realimentación. Cuando esto sucede, la masa virtual se pierde y la tensión de salida, v_{out}, está en libertad para seguir el semiciclo negativo de la tensión de entrada. Por esta causa, el semiciclo negativo aparece en la salida, como se muestra en la Figura 22-38*a*.

Para cambiar el nivel de recorte, lo único que se hace es variar v_{ref} cuanto sea necesario. En este caso, el recorte ocurre en v_{ref}, como se observa en la Figura 22-38*a*. El nivel de referencia varía entre 0 y $+V$.

En la Figura 22-38*b* se observa un circuito activo que recorta en ambos semiciclos. Observe los dos diodos zener del lazo de realimentación conectados en oposición. Para valores menores que la tensión zener, el circuito tiene una ganancia en lazo cerrado de R_2/R_1. Cuando la salida tiende a sobrepasar la tensión zener, además de la caída de tensión de un diodo en directo, el diodo zener entra en la zona zener y, por tanto, la tensión de salida es $V_Z + V_K$ con respecto a la masa virtual, por lo que la salida aparece recortada.

❑ Fijador activo de nivel positivo

La Figura 22-39 muestra un **fijador activo positivo.** Éste es un *circuito que añade una componente continua a la señal de entrada.* Como consecuencia de ello, la señal de salida tiene la misma amplitud y forma que la señal de entrada, excepto el desplazamiento de continua.

La forma en que funciona el circuito es la siguiente. El primer semiciclo negativo de la entrada está acoplado a través del condensador descargado y produce una salida del amplificador operacional positiva, por lo que conduce el diodo. Debido a la masa virtual, el condensador se carga al valor de pico de semiciclo negativo de entrada con la polaridad mostrada en la Figura 22-39. Exactamente después del pico negativo de entrada, el diodo se corta, el lazo de realimentación se abre y la masa virtual se pierde. De esta manera, la tensión de salida es la suma de la tensión de entrada y la del condensador:

$$v_{out} = v_{in} + V_P \tag{22-21}$$

Puesto que V_P se añade a la tensión sinusoidal de entrada, la forma de onda de salida está desplazada positivamente a un valor de V_P, como se ve en la Figura 22-39. Una forma de onda como ésta se llama *forma de onda fijada*

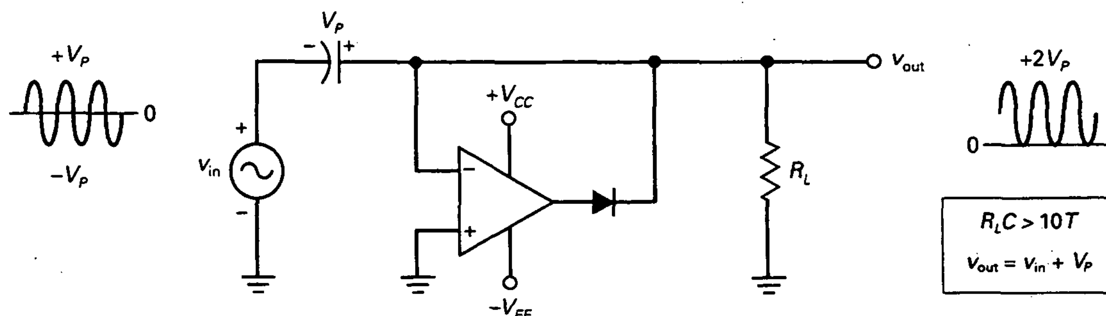


Figura 22-39. Fijador activo de nivel positivo.

positivamente. Obsérvese que esa forma tiene una variación desde 0 a 2 V_P, lo que significa que su valor de pico a pico es de 2 V_P, al igual que la entrada. También en este caso la realimentación negativa reduce la tensión umbral en un factor de A aproximadamente, lo que conlleva que podamos construir excelentes fijadores para entradas de pequeño nivel.

La Figura 22-39 muestra la salida del amplificador operacional. Durante la mayor parte de un ciclo, el amplificador operacional funciona con saturación negativa. Sin embargo, exactamente en el pico negativo de la señal de entrada se produce un pulso positivo bien definido que reemplaza cualquier carga perdida por el condensador fijador entre los picos de entrada negativos.

22-10. EL DIFERENCIADOR

Un **diferenciador** es un *circuito que ejecuta una operación matemática de cálculo diferencial denominada derivación.* Produce una tensión de salida proporcional a la variación instantánea de la tensión de entrada respecto del tiempo. Aplicaciones comunes de un diferenciador son la de detección de los flancos de subida y bajada de un pulso rectangular o para producir una salida rectangular a partir de una rampa de entrada.

❑ Diferenciador *RC*

Un circuito de acoplo como el de la Figura 22-40*a* se puede usar para derivar la señal de entrada. En lugar de una señal sinusoidal, la entrada típica es un pulso rectangular, como se ve en la Figura 22-40*b*. La salida del circuito constituye una serie de picos de tensión positivos y negativos.

El pico de tensión positivo ocurre en el mismo instante que el flanco de subida de la entrada; el pico de tensión negativo ocurre en el mismo instante

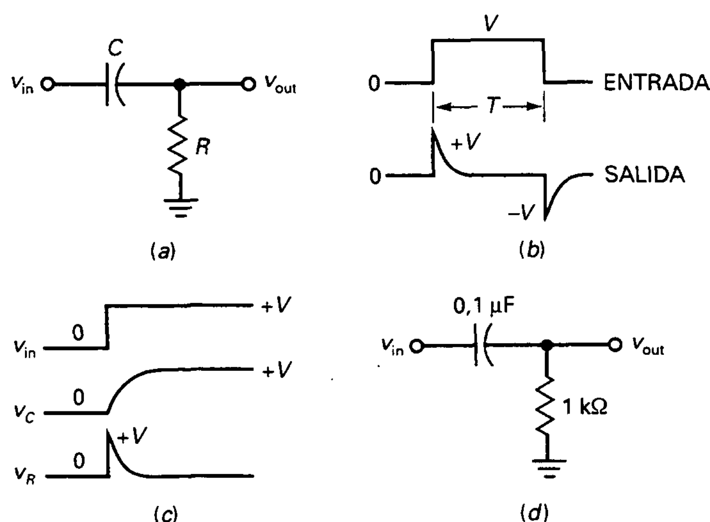


Figura 22-40. *a*) Diferenciador *RC*; *b*) el pulso de entrada rectangular produce picos estrechos de tensión; *c*) formas de onda de tensión; *d*) ejemplo.

que el flanco de bajada. Picos de tensión como éstos son señales útiles, que pueden indicar a otros circuitos cuándo una señal de entrada rectangular empieza y termina.

Para entender cómo funciona un diferenciador *RC*, véase la Figura 22-40*c*. Como puede observarse, cuando la tensión de entrada cambia de 0 a $+V$, el condensador empieza a cargarse exponencialmente. Después de cinco constantes de tiempo, la tensión del condensador está dentro del 1 por 100 de la tensión final *V*. Para satisfacer la ley de tensiones de Kirchhoff, la tensión a través de la resistencia de la Figura 22-40*a* es

$$v_R = v_{in} - v_C$$

Puesto que v_C es inicialmente cero, la tensión de salida varía bruscamente de 0 a *V*, y a continuación disminuye en forma exponencial, como se ve en la Figura 22-40*c*. Mediante un razonamiento similar, el flanco de bajada de un pulso rectangular produce un pico negativo de tensión. A propósito, obsérvese que cada pico de tensión en la Figura 22-40*b* tiene un valor de pico de aproximadamente *V*, el valor de escalón de tensión.

Si un diferenciador *RC* tiene como finalidad producir picos de tensión estrechos, la constante de tiempo debe ser al menos 10 veces menor que el ancho del pulso *T*:

$$RC < 10T$$

Si el ancho del pulso es 1 ms, la constante de tiempo *RC* debe ser menor de 0,1 ms. La Figura 22-40*d* muestra un diferenciador *RC* con una constante de tiempo de 0,1 ms. Si excitamos este circuito con un pulso rectangular cuyo período sea mayor de 1 ms, la salida será una serie de picos de tensión estrechos positivos y negativos.

❑ Diferenciador realizado con un amplificador operacional

En la Figura 22-41*a* se observa un diferenciador realizado con un amplificador operacional. Adviértase la similitud con el integrador construido con un

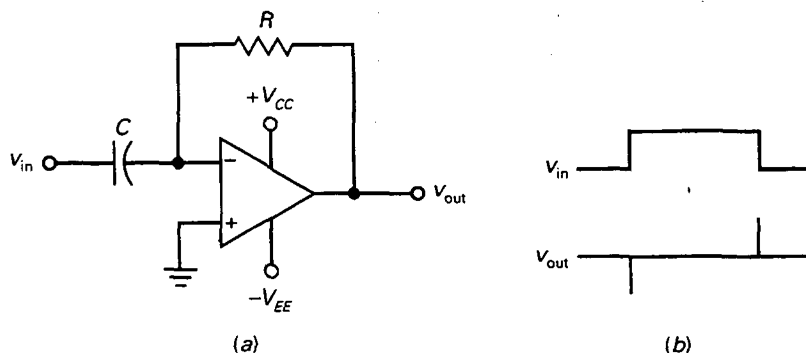


Figura 22-41. *a*) Diferenciador diseñado con un amplificador operacional; *b*) la entrada rectangular produce picos estrechos de tensión de salida.

amplificador operacional. La diferencia es que la resistencia y el condensador están intercambiados. Debido a la masa virtual, la corriente por el condensador pasa a través de la resistencia de realimentación, produciéndose una tensión. La corriente por el condensador está dada por la relación fundamental:

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

La cantidad dv/dt tiene el mismo valor que la pendiente instantánea de la tensión de entrada.

Como se ve en la Figura 22-41*b*, la ventaja de este circuito respecto al realizado con el circuito de acoplo *RC* es que la señal de salida proviene de un circuito con una baja impedancia de salida, lo que facilita la transferencia de señal a la carga.

❑ Diferenciador real realizado con un amplificador operacional

El diferenciador realizado con el amplificador operacional de la Figura 22-41*a* tiene tendencia a oscilar. Para evitarlo, generalmete se incluye una resistencia en serie con el condensador, tal como se muestra en la Figura 22-42. Un valor típico de esta resistencia adicional está entre 0,01*R* y 0,1*R*. Con esta resistencia, la ganancia de tensión en lazo cerrado está comprendida entre 10 y 100. Su efecto es limitar la ganancia de tensión en lazo cerrado en altas recuencias, donde surge el problema de oscilación.

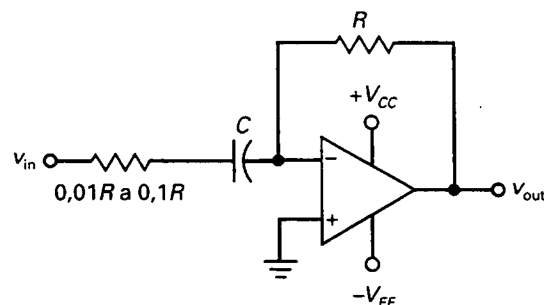


Figura 22-42. La resistencia en serie con el condensador evita oscilaciones en alta frecuencia.

RESUMEN

Sección 22-1. Comparadores con punto de conmutación en cero

Un comparador con el punto de conmutación en cero es comúnmente conocido como detector de cruce por cero. Normalmente se utiliza un circuito fijador para proteger al comparador de entradas excesivamente grandes de tensión. Es común el uso de la salida de un comparador como interface con circuitos digitales.

Sección 22-2. Comparadores con punto de conmutación distinto de cero

En ciertas aplicaciones es necesario que el punto de conmutación sea diferente de cero. Un comparador como éste se denomina comúnmente detector de límite. Aunque puede usarse cualquier amplificador operacional como comparador, existen circuitos integrados optimizados para este uso a los que se les elimina el condensador interno de compensación, lo cual incrementa la velocidad de conmutación.

Sección 22-3. Comparadores con histéresis

Ruido es cualquier tipo de señal indeseada que no provine de la familia de armónicos de la señal de entrada. Dado que el ruido puede producir falsos disparos en el comparador, se utiliza la realimentación positiva para conseguir circuitos con histéresis. La realimentación positiva también aumenta la velocidad de conmutación entre estados.

Sección 22-4. Comparador de ventana

Un comparador de ventana, también llamado detector de límite doble, detecta cuándo la señal de entrada se encuentra entre dos límites. Para conseguir la ventana, un comparador de ventana utiliza dos comparadores con puntos de conmutación diferentes.

Sección 22-5. El integrador

Normalmente se usa un integrador para transformar pulsos rectangulares en señales rampa lineales. Debido al efecto Miller, sólo se utiliza la parte inicial del proceso de carga exponencial. Como esta parte es casi lineal, las rampas de salida son perfectas. Los integradores se usan para generar las tensiones de barrido de los osciloscopios.

Sección 22-6. Convertidores de forma de onda

Se puede usar un disparador de Schmitt para transformar una señal sinusoidal en una rectangular. Un integrador puede convertir una señal cuadrada en triangular. Con una resistencia variable funcionando como detector de límite, podemos controlar el ciclo de trabajo.

Sección 22-7. Generadores de señal

Se pueden construir osciladores con realimentación positiva, circuitos que generan o crean una señal de salida sin una señal de entrada externa. Un oscilador de relajación utiliza la carga de un condensador para generar una señal de salida. Poniendo en cascada un circuito de relajación y un integrador, se genera una señal triangular.

Sección 22-8. Otros generadores de ondas triangulares

La salida de un disparador de Schmitt no inversor puede usarse para excitar un integrador. Si la salida del integrador se conecta a la entrada de un disparador de Schmitt, se obtiene un oscilador con señales cuadrada y triangular.

Sección 22-9. Circuitos activos con diodo

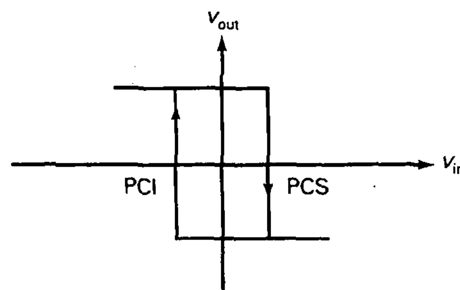
Los circuitos activos con diodo incluyen rectificadores de media onda, detectores de pico, limitadores positivos y fijadores de nivel. En todos estos circuitos, la tensión umbral en lazo cerrado es igual a la tensión umbral dividida entre la ganancia de tensión en lazo abierto. El resultado son circuitos activos que pueden procesar pequeñas señales.

Sección 22-10. El diferenciador

Cuando una señal cuadrada excita un diferenciador *RC*, produce a la salida una serie de picos de tensión positivos y negativos. Utilizando un amplificador operacional se consigue un diferenciador con una baja impedancia de salida.

DEFINICIONES

(22-8) Histéresis:

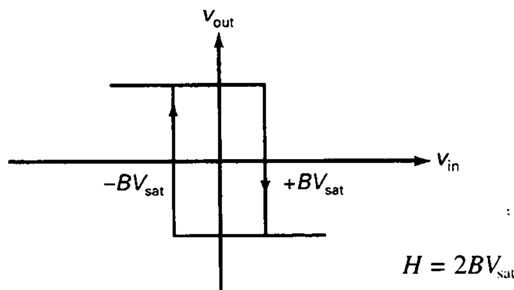


H = PCS – PCI

DERIVACIONES

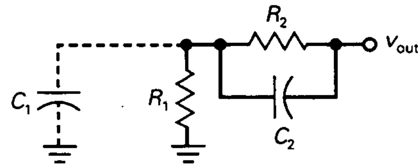
Véanse las figuras apropiadas en el capítulo para todas las derivaciones que no aparecen aquí.

(22-9) Histéresis:



$$H = 2BV_{sat}$$

(22-12) Condensador de aceleración:



$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1$$

CUESTIONES

1. En un circuito no lineal con amplificador operacional
   a) El amplificador operacional nunca se satura
   b) El lazo de realimentación nunca se abre
   c) La señal de salida es la misma que la de entrada
   d) El amplificador operacional se puede saturar
2. Si se quiere un circuito que detecte cuándo la entrada es mayor que un valor particular, se puede usar un
   a) Comparador c) Limitador
   b) Fijador d) Oscilador de relajación
3. La tensión de salida de un disparador de Schmitt es
   a) Una tensión en nivel bajo
   b) Una tensión en nivel alto
   c) Cualquiera de los dos, una tensión en nivel bajo o en nivel alto
   d) Una señal sinusoidal
4. La histéresis evita disparos falsos asociados con
   a) Una entrada sinusoidal
   b) Tensiones de ruido no deseadas
   c) Capacidades parásitas
   d) Puntos de conmutación
5. Si la entrada es un pulso rectangular, la salida de un integrador es
   a) Una señal sinusoidal
   b) Una señal cuadrada
   c) Una rampa
   d) Un pulso rectangular
6. Cuando una señal sinusoidal de gran amplitud excita un disparador de Schmitt, la salida es una
   a) Señal rectangular
   b) Señal triangular
   c) Señal sinusoidal rectificada
   d) Series de rampas
7. Cuando el ancho del pulso disminuye y el período no cambia, el ciclo de trabajo
   a) Disminuye c) Aumenta
   b) No cambia d) Es cero
8. La salida de un oscilador de relajación es
   a) Una señal sinusoidal
   b) Una señal cuadrada
   c) Una rampa
   d) Un pulso rectangular
9. El amplificador operacional en un rectificador activo de onda completa tiene una ganancia de tensión de 200.000. La tensión de umbral en lazo cerrado es
   a) 1 μV c) 7 μV
   b) 3,5 μV d) 14 μV
10. La entrada de un detector de pico es una onda triangular con un valor pico a pico de 8 V y un valor medio de 0. La salida es
    a) 0 c) 8 V
    b) 4 V d) 16 V
11. La entrada de un limitador positivo es una onda triangular con un valor pico a pico de 8 V y un valor medio de 0. Si el nivel de referencia es de 2 V, la salida tiene un valor pico a pico de
    a) 0 c) 6 V
    b) 2 V d) 8 V
12. La constante de tiempo de descarga de un detector de pico es de 10 ms. La frecuencia mínima que se usaría es
    a) 10 Hz c) 1 kHz
    b) 100 Hz d) 10 kHz

13. Un comparador con un punto de conmutación de cero se llama algunas veces
- **a)** Detector de umbral
- **b)** Detector de cruce por cero
- **c)** Detector de límite positivo
- **d)** Detector de media onda

14. Para trabajar correctamente, algunos comparadores integrados necesitan
- **a)** Un condensador de compensación externo
- **b)** Una resistencia de *pull-up* externa
- **c)** Un circuito de desacoplo externo
- **d)** Una etapa de salida externa

15. Un disparador de Schmitt utiliza
- **a)** Realimentación positiva
- **b)** Realimentación negativa
- **c)** Condensadores de compensación
- **d)** Resistencias de *pull-up*

16. Un disparador de Schmitt
- **a)** Es un detector de cruce por cero
- **b)** Tiene dos puntos de conmutación
- **c)** Produce señales triangulares de salida
- **d)** Está diseñado para dispararse por tensiones de ruido

17. Un oscilador de relajación depende del proceso de carga de un condensador a través de
- **a)** Una resistencia
- **b)** Una bobina
- **c)** Un condensador
- **d)** La entrada no inversora

18. Una rampa de tensión
- **a)** Siempre se incrementa
- **b)** Es un pulso rectangular
- **c)** Se incrementa o sufre una disminución con una variación lineal
- **d)** Se produce por histéresis

19. El integrador construido con un amplificador operacional utiliza
- **a)** Bobinas
- **b)** El efecto Miller
- **c)** Entradas sinusoidales
- **d)** Histéresis

20. El punto de conmutación de un comparador es la tensión de la entrada que causa
- **a)** La oscilación del circuito
- **b)** La detección de pico de la señal de entrada
- **c)** La conmutación de estados en la salida
- **d)** Que se fije el nivel de la señal

21. En un integrador construido con un amplificador operacional, la corriente a través de la resistencia de entrada circula hacia
- **a)** La entrada inversora
- **b)** La entrada no inversora
- **c)** El condensador de desacoplo
- **d)** El condensador de realimentación

22. Un rectificador activo de media onda tiene una tensión umbral de
- **a)** V_K
- **b)** 0,7 V
- **c)** Mayor que 0,7 V
- **d)** Mucho menor que 0,7 V

23. En un detector activo de pico, la constante de tiempo de descarga es
- **a)** Mucho mayor que el período
- **b)** Mucho menor que el período
- **c)** Igual al período
- **d)** El mismo que la constante de tiempo de carga

24. Si la tensión de referencia es cero, la salida de un limitador positivo activo es
- **a)** Positiva
- **b)** Negativa
- **c)** Cualquiera de las dos, positiva o negativa
- **d)** Una rampa

25. La salida de un fijador positivo es
- **a)** Positiva
- **b)** Negativa
- **c)** Cualquiera de las dos, positiva o negativa
- **d)** Una rampa

26. El fijador positivo añade
- **a)** Una tensión de continua positiva a la entrada
- **b)** Una tensión de continua negativa a la entrada
- **c)** Una señal de alterna a la salida
- **d)** Un punto de conmutación a la entrada

27. Un comparador de ventana
- **a)** Tiene solamente un único umbral
- **b)** Utiliza la histéresis para acelerar la respuesta
- **c)** Recorta la entrada positivamente
- **d)** Detecta cuándo una tensión de entrada está entre dos límites

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Esboce un detector de cruce por cero y describa su funcionamiento teórico.
2. ¿Cómo puede prevenir que una entrada ruidosa dispare un comparador? Dibuje un diagrama esquemático y algunas señales que reafirmen su explicación.
3. Indique cómo funciona un integrador dibujando su esquema y alguna señal.
4. Está fabricando en serie un circuito que se supone con una tensión de continua de salida entre 3 y 4 V. ¿Qué tipo de comparador usará? ¿Cómo conectaría un LED rojo y otro verde que indicasen cómo es la salida?
5. ¿Que significa el término *salida limitada*? ¿Qué formas existen de hacer fácilmente esto?
6. ¿En qué se diferencia un disparador de Schmitt de un detector de cruce por cero?
7. ¿Cómo podemos proteger la entrada de un comparador de señales de entrada excesivamente grandes?
8. ¿En qué se diferencia un circuito integrado comparador de un amplificador operacional típico?

9. Si un pulso rectangular excita la entrada de un integrador, ¿qué podemos esperar a la salida?
10. ¿Qué efecto produce un limitador positivo activo sobre la tensión umbral?
11. ¿Qué hace un oscilador de relajación? Explique de una forma general su funcionamiento.
12. Si un pulso rectangular excita la entrada de un diferenciador, ¿qué podemos esperar a la salida?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 22-1. Comparadores con punto de conmutación en cero

22-1. En la Figura 22-1*a*, el comparador tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 110 dB. ¿Qué tensión de entrada lo lleva a saturación positiva si la tensión de alimentación es de ±20 V?

22-2. Si la tensión de entrada de la Figura 22-2*a* es de 50 V, ¿cuál será la corriente aproximada que atravesará por el diodo limitador izquierdo si R = 10 kΩ?

22-3. En la Figura 22-7*a*, cada zener es un 1N963. Si la tensión de alimentación es de ±15 V, ¿cuál es la tensión de salida?

22-4. La fuente dual de la Figura 22-7*a* se reduce a ±12 V, y los diodos se invierten. ¿Cuál es la tensión de salida?

22-5. Si el diodo de la Figura 22-9 se invierte y la tensión de alimentación se cambia a ±9 V, ¿cuál es la salida cuando la señal estroboscópica está en nivel alto? ¿Y cuando está en nivel bajo?

Sección 22-2. Comparadores con punto de conmutación distinto de cero

22-6. En la Figura 22-11*a*, la tensión de la fuente dual de alimentación es ±12 V. Si R_1 = 47 kΩ y R_2 = 12 kΩ, ¿cuál es la tensión de referencia? Si el condensador de desacoplo es de 1 μF, ¿cuál es la frecuencia de corte?

22-7. En la Figura 22-11, la tensión de la fuente dual de alimentación es ±9 V. Si R_1 = 15 kΩ y R_2 = 7,5 kΩ, ¿cuál es la tensión de referencia? Si el condensador de desacoplo es de 0,47 μF, ¿cuál es la frecuencia de corte?

22-8. En la Figura 22-12, V_{CC} = 9 V, R_1 = 22 kΩ y R_2 = 4,7 kΩ. ¿Cuál es el ciclo de trabajo de la salida si la entrada es una señal sinusoidal con un pico de 7,5 V?

22-9. En la Figura 22-43, ¿cuál es el ciclo de trabajo de la salida si la entrada es una señal sinusoidal con un pico de 5 V?

Sección 22-3. Comparadores con histéresis

22-10. En la Figura 22-18*a*, R_1 = 2,2 kΩ y R_2 = 18 kΩ. Si V_{sat} = 12 V, ¿cuáles son los puntos de conmutación? ¿Cuánto vale la histéresis?

22-11. Si R_1 = 1 kΩ, R_2 = 20 kΩ. y V_{sat} = 15 V, ¿cuál es el valor máximo de ruido pico a pico que el circuito de la Figura 22-19*a* puede soportar sin falsos disparos?

22-12. El disparador de Schmitt de la Figura 22-20 tiene R_1 = 1 kΩ y R_2 = 18 kΩ. Si la capacidad parásita en R_1 es de 1,5 pF, ¿qué tamaño debe tener el condensador de aceleración?

22-13. Si V_{sat} = 13,5 V en la Figura 22-44, ¿cuáles son los puntos de conmutación y la histéresis?

22-14. ¿Cuáles son los puntos de conmutación y la histéresis si V_{sat} = 14 V en la Figura 22-45?

Sección 22-4. Comparador de ventana

22-15. En la Figura 22-22*a* se cambian PCS y PCI a +3,5 V y +4,75 V, respectivamente. Si V_{sat} = 12 V y la entrada es una señal sinusoidal de 10 V de valor de pico, ¿qué señal de salida obtenemos?

22-16. En la Figura 22-23*a*, la resistencia 2*R* se cambia a 4*R* y la de 3*R* a 5*R*. ¿Cuánto vale la nueva tensión de referencia?

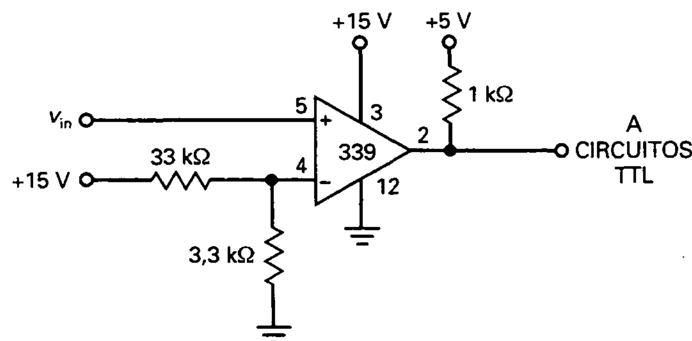


Figura 22-43

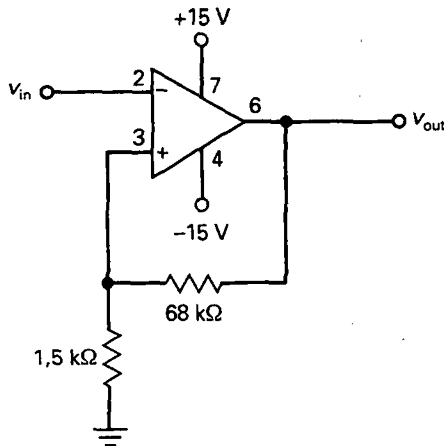


Figura 22-44

Sección 22-5. El integrador

22-17. ¿Cuál es la corriente de carga en el condensador en la Figura 22-46 cuando el pulso de entrada está a nivel alto?

22-18. En la Figura 22-46, la tensión de salida se pone a cero en el momento anterior a que el pulso empiece. ¿Cuál es la tensión de salida al final del pulso?

22-19. La tensión de entrada se cambia de 5 a 1 V en la Figura 22-46. Las capacidades se cambian a cada uno de los siguientes valores: 0,1, 1, 10 y 100 μF. ¿Cuál es la tensión de salida al final del pulso para cada una de las capacidades?

Sección 22-6. Convertidores de forma de onda

22-20. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 22-47?

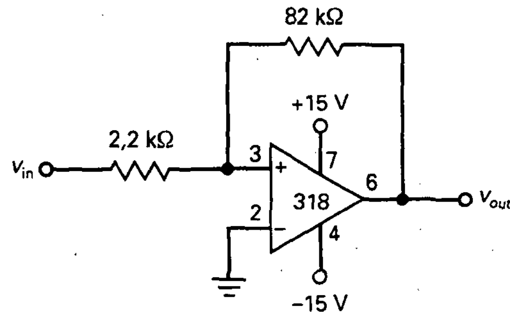


Figura 22-45

22-21. Si la capacidad es de 0,68 μF, ¿cuál es la tensión de salida?

22-22. En la Figura 22-47, ¿qué le sucede a la tensión de salida si la frecuencia cambia a 5 kHz? ¿Y a 20 kHz?

22-23. ¿Cuál es el ciclo de trabjo en la Figura 22-48 cuando el cursor está en el extremo superior? ¿Y en el extremo inferior?

22-24. ¿Cuál es el ciclo de trabajo en la Figura 22-48 cuando el cursor está a tres cuartos desde el extremo inferior de la resistencia total?

Sección 22-7. Generadores de señal

22-25. ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida en la Figura 22-49?

22-26. Si todas las resistencias de la Figura 22-49 se duplican, ¿qué le sucede a la frecuencia?

22-27. El condensador de la Figura 22-49 se cambia por otro de 2,2 μF. ¿Cuánto vale la nueva frecuencia?

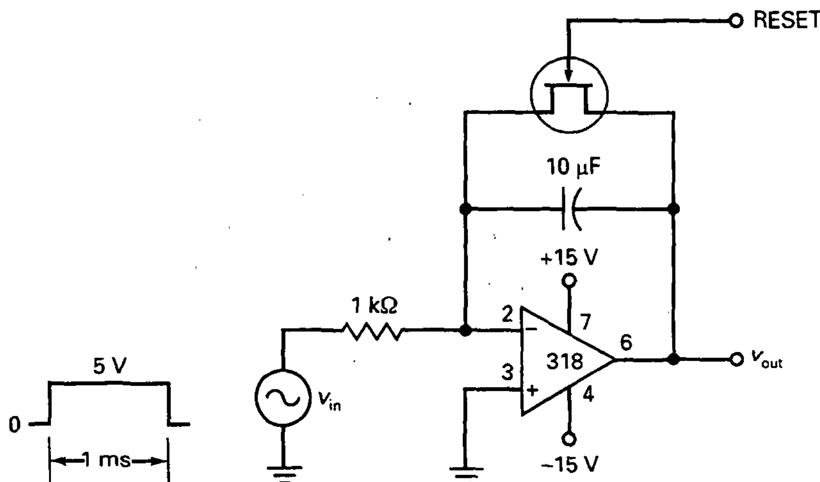


Figura 22-46

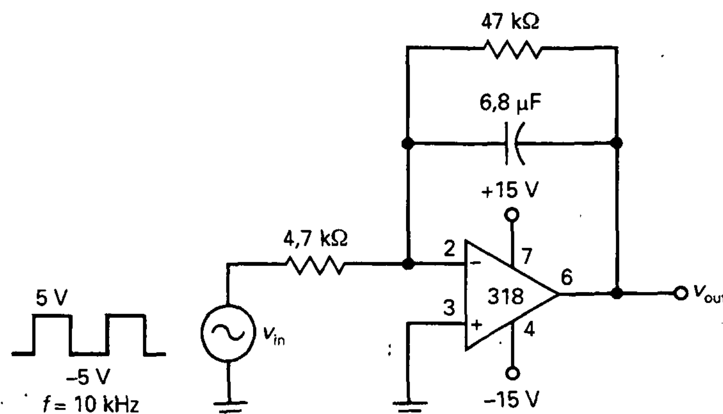


Figura 22-47

Sección 22-8. Otros generadores de ondas triangulares

22-28. En la Figura 22-35*a*, R_1 = 2,2 kΩ y R_2 = 18 kΩ. Si V_{sat} = 12 V, ¿cuáles son los puntos de conmutación del disparador de Schmitt? ¿Cuánto vale la histéresis?

22-29. En la Figura 22-35*a*, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 22 kΩ y C = 4,7 μF. Si la salida del disparador de Schmitt es una señal cuadrada con un valor pico a pico de 28 V y una frecuencia de 5 kHz, ¿cuánto vale la tensión pico a pico de salida del generador de onda triangular?

Sección 22-9. Circuitos activos con diodo

22-30. En la Figura 22-36, la señal sinusoidal de entrada tiene un valor de pico de 50 mV. ¿Cuánto vale la tensión de salida?

22-31. ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 22-50?

22-32. ¿Cuál es la frecuencia mínima que se recomienda en la Figura 22-50?

22-33. Suponga que el diodo de la Figura 22-50 se invierte. ¿Cuál es la tensión de salida?

22-34. La tensión de entrada de la Figura 22-50 se convierte de 75 mV rms a 150 mV pico a pico. ¿Cuál es la tensión de salida?

22-35. Si el valor de pico de la tensión de salida es de 100 mV en la Figura 22-39, ¿cuánto vale la tensión de salida?

22-36. Un fijador de nivel de continua como el de la Figura 22-39 tiene una R_L = 10 kΩ y C = 4,7 μF. ¿Cuál es la frecuencia mínima que se recomienda para este fijador?

Sección 22-10. El diferenciador

22-37. En la Figura 22-40 la tensión de entrada es una señal cuadrada de frecuencia 10 kHz. ¿Cuántos pulsos positivos y negativos genera el diferenciador en 1 s?

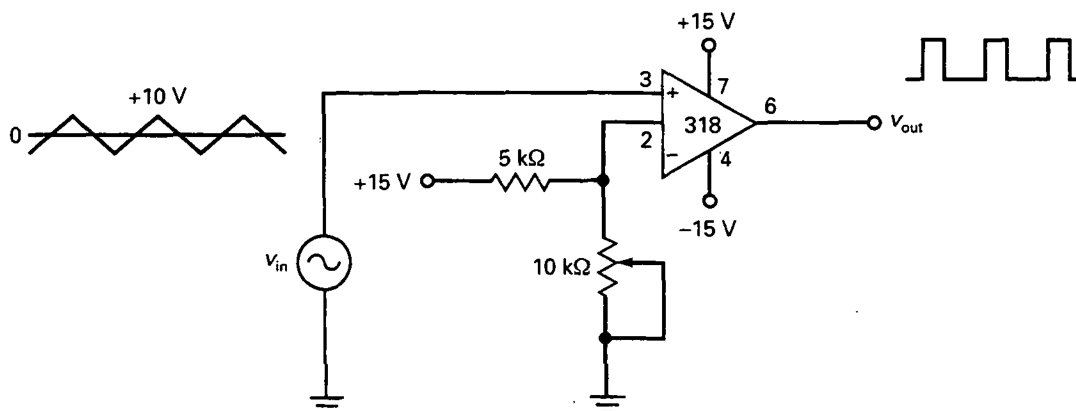


Figura 22-48

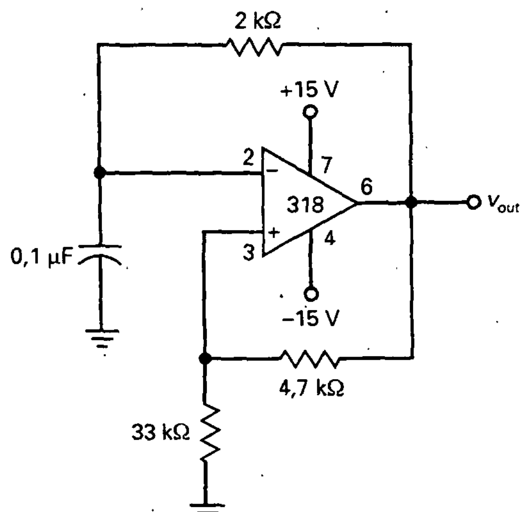


Figura 22-49

22-38. En la Figura 22-41 la tensión de entrada es una señal cuadrada de frecuencia 2 kHz. ¿Cuánto tiempo transcurre entre un pulso negativo y otro positivo?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

22-39. Sugiera uno o más cambios en la Figura 22-43 para tener una tensión de referencia de 1 V.

22-40. La capacidad parásita en la salida de la Figura 22-43 es de 50 pF. ¿Cuál es el retardo en la señal de salida cuando conmuta de nivel bajo a alto?

22-41. Un condensador de desacoplo de 47 μF se conecta en parallo con la resistencia de 3,3 kΩ de la Figura 22-43. ¿Cuál es la frecuencia de corte del circuito de desacoplo? Si el rizado de la fuente de alimentación es de 1 V rms, ¿cuál es el rizado de la entrada inversora aproximadamente?

22-42. ¿Cuál es la corriente promedio que atraviesa la resistencia de 1 kΩ de la Figura 22-14*a* si la señal de entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 5 V? Suponga R_1 = 33 kΩ y R_2 = 3,3 kΩ

22-43. Las resistencias de la Figura 22-44 tienen una tolerancia de ±5 por 100. ¿Cuál es la histéresis mínima?

22-44. En la Figura 22-22*a*, se cambian PCS y PCI a +3,5 V y +4,75 V, respectivamente. Si V_{sat} = 12 V y la entrada es una señal sinusoidal de 10 V de valor de pico, ¿cuál es el ciclo de trabajo en la salida?

22-45. Queremos producir rampas de tensión en la salida de la Figura 22-46, con una variación desde 0 hasta +10 V, con tiempos de 0,1 1 y 10 ms. ¿Qué cambios haríamos en el circuito para lograrlo? (Hay varias respuestas correctas posibles.)

22-46. Se quiere que la frecuencia de salida de la Figura 22-49 sea de 20 kHz. Sugiera los cambios necesarios para lograrlo.

22-47. La tensión de ruido en la entrada de la Figura 22-45 puede ser hasta de 1 V pico a pico. Sugiera uno o más cambios que hagan el circuito inmune a dicha tensión.

22-48. La compañía XYZ produce osciladores de relajación en masa. Se supone que la tensión de salida tiene un valor de pico a pico mínimo para verificar la salida de cada unidad y comprobar que satisface la condición anterior. (Existen varias respuestas correctas. Vea cuántas puede proponer. Se puede utilizar cualquier dispositivo o circuito estudiado en este capítulo o en capítulos anteriores.)

22-49. ¿Cómo construiría un circuito que encienda la luz cuando está oscuro y la apague cuando haya claridad? (Utilice dispositivos o circuitos de este capítulo o de los anteriores para encontrar tantas respuestas correctas como sea posible.)

22-50. Tiene un equipo electrónico que no funciona correctamente cuando la tensión de red está

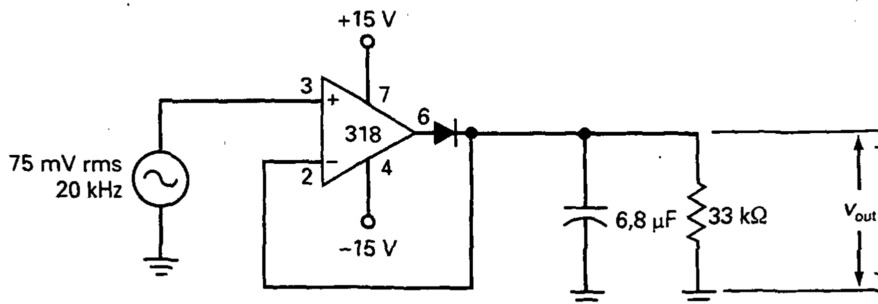


Figura 22-50

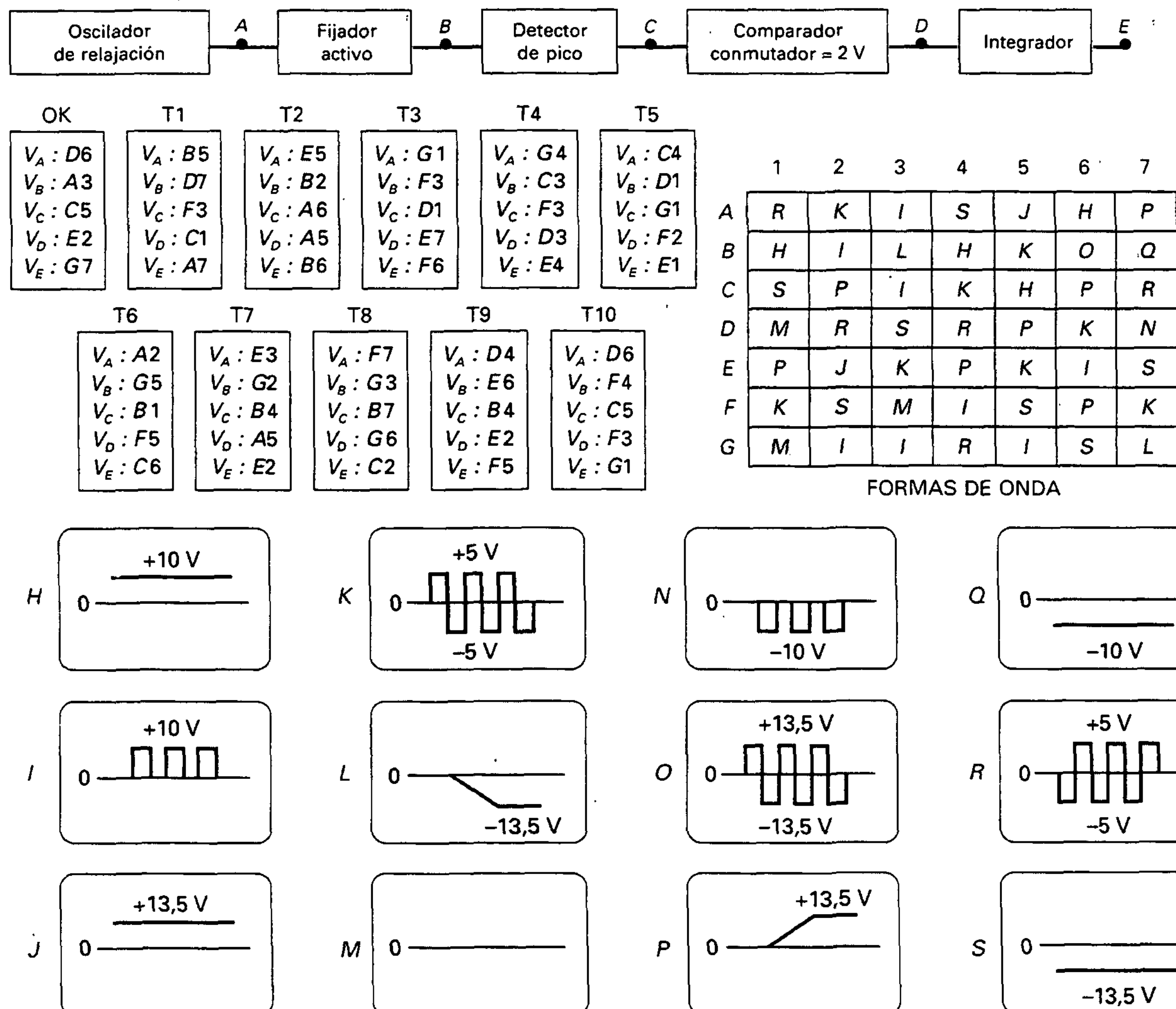
muy baja. Sugiera algún método para conseguir que se dispare una alarma audible cuando la tensión de red sea menor de 105 V rms.

22-51. Las ondas de radar se propogan a una velocidad de 300.000 km/s. Un transmisor en la Tierra envía este tipo de ondas a la Luna y el eco de estas ondas de radar regresan a la Tierra. En la Figura 21-46, la resistencia de 1 kΩ se sustituye por una de 1 MΩ. El pulso rectangular de la entrada empieza en el instate en que la onda de radar se envía a la Luna y el pulso termina en el instante en que la onda de radar regresa a la Tierra. Si la rampa de salida ha disminuido desde 0 hasta una tensión de −1,23 V, ¿a qué distancia está la Luna?

PROBLEMAS DE DETECCIÓN DE AVERÍAS

Utilice la Figura 22-51 para los problemas siguientes. En cada punto de ensayo, del A al E, se muestra la imagen en el osciloscopio. Basándose en su conocimiento de circuitos y formas de onda, trate de localizar el bloque más sospechoso para una prueba posterior. Familiarícese con el comportamiento correcto estudiando el bloque OK. Cuando esté preparado para detectar las averías, resuelva los siguientes problemas.

22-52. Encuentre los fallos en 1 y 2.
22-53. Encuentre los fallos del 3 al 5.
22-54. Encuentre los fallos en 6 y 7.
22-55. Encuentre los fallos del 8 al 10.



	OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
V_A	D6	B5	E5	G1	G4	C4	A2	E3	F7	D4	D6
V_B	A3	D7	B2	F3	C3	D1	G5	G2	G3	E6	F4
V_C	C5	F3	A6	D1	F3	G1	B1	B4	B7	B4	C5
V_D	E2	C1	A5	E7	D3	F2	F5	A5	G6	E2	F3
V_E	G7	A7	B6	F6	E4	E1	C6	E2	C2	F5	G1

	1	2	3	4	5	6	7
A	R	K	I	S	J	H	P
B	H	I	L	H	K	O	Q
C	S	P	I	K	H	P	R
D	M	R	S	R	P	K	N
E	P	J	K	P	K	I	S
F	K	S	M	I	S	P	K
G	M	I	I	R	I	S	L

Figura 22-51

CAPÍTULO 23

Osciladores

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Explicar la ganancia en lazo y fase y cómo se relacionan con los osciladores sinusoidales.
- Describir el funcionamiento de diversos osciladores sinusoidales *RC*.
- Describir el funcionamiento de diversos osciladores sinusoidales *LC*.
- Explicar cómo funciona el oscilador de cristal de cuarzo.
- Analizar el circuito integrado temporizador 555, sus modos de funcionamiento y cómo utilizarle en forma de oscilador.
- Explicar el funcionamiento de un sistema de lazo cerrado en fase.

VOCABULARIO

- bobina de compensación
- bucle enganchado en fase (PLL)
- capacidad del encapsulado
- circuito de adelanto
- circuito de retardo
- circuito de retardo-adelanto
- convertidor de tensión a frecuencia
- demodulador de FM
- disparador
- entrada de establecimiento (set)
- entrada de reinicio (reset)
- filtro de ranura
- flip-flop *RS*
- frecuencia de deriva
- frecuencia fundamental
- frecuencia de resonancia
- frecuencia de resonancia paralelo
- frecuencia de resonancia serie
- logaritmo natural
- modulación de anchura de pulso (PWM)
- modulación de posición de pulso (PPM)
- multivibrador
- multivibrador astable
- multivibrador biestable
- multivibrador de disparo único
- multivibrador de oscilación libre
- multivibrador monoestable
- oscilador controlado por tensión (VCO)
- oscilador de Armstrong
- oscilador de Clapp
- oscilador de Colpitts
- oscilador de Colpitts con FET
- oscilador de cristal de cuarzo
- oscilador de desplazamiento de fase
- oscilador de doble T
- oscilador de Hartley
- oscilador en puente de Wien
- oscilador Pierce con cristal
- portadora
- rango de captura
- rango de cierre
- sobretonos
- temporizador 555
- tensión umbral

A frecuencias por debajo de 1 MHz, se pueden usar osciladores *RC* para generar señales seno casi perfectas. Estos osciladores de baja frecuencia usan amplificadores operacionales y circuitos resonantes *RC* para determinar la frecuencia de oscilación. Por encima de 1 MHz, se utilizan los osciladores *LC*. Estos osciladores de alta frecuencia usan transistores y circuitos resonantes *LC*. Este capítulo analiza el conocido chip temporizador 555. Es usado en muchas aplicaciones para generar retrasos, como controlador de tensión de osciladores y modulador de señales de salida. El capítulo concluye con un importante circuito utilizado en comunicaciones: el bucle enganchado en fase, más conocido por sus siglas en inglés, *PLL* *(phase-locked loop).*

23-1. TEORÍA DE LOS OSCILADORES SINUSOIDALES

Para construir un oscilador sinusoidal necesitamos emplear un amplificador con realimentación positiva. La idea es utilizar la señal de realimentación en lugar de la señal habitual de entrada del amplificador. Si la señal de realimentación es lo suficientemente grande y tiene la fase correcta, habrá una señal de salida, incluso cuando no exista una señal de entrada externa.

❑ Ganancia en lazo y fase

La Figura 23-1*a* muestra un generador de tensión v_{in} que excita los terminales de entrada de un amplificador. La tensión amplificada en la salida es:

$$v_{out} = Av_{in}$$

Esta tensión excita un circuito de realimentación que generalmente es un *circuito resonante.* Por esta razón, tenemos una realimentación máxima a una frecuencia determinada. La tensión realimentada que regresa al punto *x* está dada por:

$$v_f = ABv_{in}$$

Si el desplazamiento de fase a través del amplificador y del circuito de realimentación es de 0°, entonces ABv_{in} está en fase con la señal v_{in} que excita los terminales de entrada del amplificador.

Supongamos que conectamos el punto *x* con el punto *y* al mismo tiempo que eliminamos el generador de tensión v_{in}. Entonces la tensión de realimentación ABv_{in} excita los terminales de entrada del amplificador, como se ve

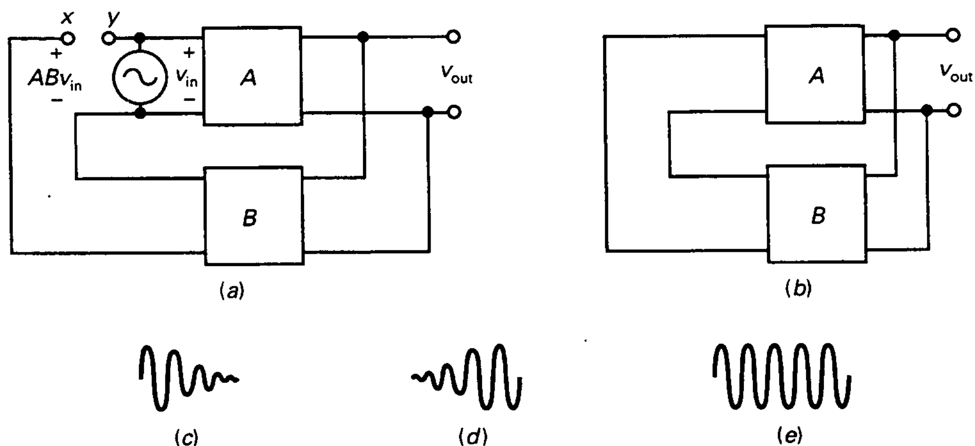


Figura 23-1. *a*) La realimentación devuelve una tensión al punto *x; b*) conectando los puntos *x* e *y; c*) las oscilaciones se atenúan; *d*) las oscilaciones se incrementan; *e*) las oscilaciones se mantienen constantes en amplitud.

en la Figura 23-1*b*. ¿Qué le sucede a la tensión de salida? Si *AB* es menor que 1, ABv_{in} es menor que v_{in} y la señal de salida se atenuará, como se observa en la Figura 23-1*c*. Sin embargo, si *AB* es mayor que 1, ABv_{in} es mayor que v_{in}, y la tensión de salida se incrementa (Fig. 23-1*d*). Si *AB* es igual a 1, ABv_{in} es igual a v_{in} y la tensión de salida es una onda sinusoidal permanente como la de la Figura 23-1*e*. En este caso el circuito proporciona su propia señal de entrada y produce una señal de salida sinusoidal.

En un oscilador el valor de la ganancia en lazo *AB* es mayor que 1 cuando la fuente de alimentación se enciende. Se aplica una pequeña tensión de arranque a los terminales de entrada y la tensión de salida se incrementa, como muestra la Figura 23-1*d*. Después de que la tensión de salida alcanza un nivel adecuado, *AB* decrece automáticamente a 1 y el valor de pico a pico de la salida se hace constante (Fig. 23-1*e*).

❑ Tensión de arranque

¿De dónde surge la *tensión de arranque* de un oscilador? Toda la resistencia contiene algunos electrones libres. Debido a la temperatura ambiente, éstos se mueven al azar en direcciones diferentes y generan una tensión de ruido en la resistencia. El movimiento es tan aleatorio que contiene frecuencias por encima de los 1.000 GHz. Podemos considerar cada resistencia como un generador de pequeña señal que produce todas las frecuencias.

Esto es lo que sucede en la Figura 23-1*b*. Cuando encendemos la fuente de alimentación, las únicas señales en el sistema son las tensiones de ruido generadas por las resistencias. Éstas son amplificadas y aparecen en los terminales de salida. El ruido amplificado excita el circuito resonante de realimentación. En un diseño podemos hacer el desplazamiento de fase a través del lazo igual a 0° a la frecuencia de resonancia. Por encima y por debajo de ésta, el desplazamiento de fase tiene un valor diferente de 0°. De esta manera se tienen oscilaciones en una sola frecuencia, la frecuencia de resonancia del circuito de realimentación.

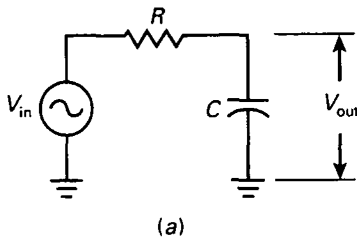
❑ *AB* disminuye a la unidad

Existen dos formas por las cuales *AB* pueden disminuir a 1: que *A* disminuya o que *B* disminuya. En algunos osciladores se permite que la señal se incremente hasta que se produzca un recorte debido a la saturación o corte del amplificador; esta situación equivale a reducir la ganancia de tensión *A*. En otros osciladores, la señal se incrementa y hace que *B* disminuya antes de que se produzca un recorte. En cualquier caso, el producto *AB* disminuye hasta que es igual a 1.

Éstas son las ideas básicas en que se basa cualquier oscilador realimentado:

1. Inicialmente, la ganancia en lazo *AB* debe ser mayor que 1 a la frecuencia en que el desplazamiento de fase del lazo es de 0°.
2. Después de que se alcanza un determinado nivel de salida, *AB* debe disminuir a 1 mediante la reducción de *A* o *B*.

23-2. EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN



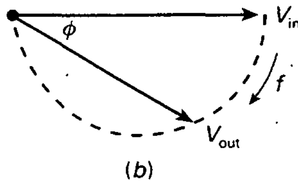


Figura 23-2. *a*) Circuito de desacoplo; *b*) diagrama fasorial.

El **oscilador en puente de Wien** es *el circuito oscilador típico tanto para pequeñas frecuencias como para frecuencias moderadas, en el rango de 5 Hz a 1 MHz.* Se usa casi siempre en los generadores de audio comerciales y también se prefiere, generalmente, en otras aplicaciones de pequeña frecuencia.

❑ Circuito de retardo

Utilizando números complejos, la ganancia de tensión del circuito de desacoplo de la Figura 23-2*a* resulta:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-jX_C}{R + jX_C}$$

Esta ecuación da lugar a una magnitud cuyo módulo es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase:

$$\phi = \arctan \frac{R}{X_C}$$

donde ϕ es el ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Ha de tenerse en cuenta el signo menos en la ecuación de la fase. Significa que la tensión de salida está atrasada con respecto a la de entrada, como se ve en la Figura 23-2*b*. Debido a ello, a un circuito de desacoplo se le llama también *circuito de retardo.* En la Figura 23-2*b* el semicírculo muestra las posiciones posibles del fasor de la tensión de salida. Este hecho implica que el fasor de salida puede atrasar la tensión de entrada en un ángulo comprendido entre 0° y –90°.

❑ Circuito de adelanto

En la Figura 23-3*a* se observa un circuito de acoplo. Utilizando números complejos, la ganancia de tensión en este circuito resulta ser:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R - jX_C}$$

que se puede expresar mediante un módulo de:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase:

$$\phi = \arctan \frac{X_C}{R}$$

donde ϕ es el ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Observe que el ángulo de fase es positivo, por lo que la tensión de salida está adelantada con respecto a la tensión de entrada, como se puede apreciar en la Figura 23-3*b*. Debido a este hecho, a un circuito de acoplo también se le llama *circuito de adelanto.* En la Figura 23-3*b*, el semicírculo muestra las posiciones posibles del fasor de la tensión de salida, lo que implica que el fasor de la salida puede adelantar la tensión de entrada en un ángulo comprendido entre 0° y +90°.

Los circuitos de acoplo y desacoplo constituyen ejemplos de circuitos con desplazamiento de fase. Estos circuitos desplazan la fase de la señal de salida ya sea positivamente (adelanto) o negativamente (retardo) con respecto a la señal de entrada. Los osciladores sinusoidales siempre utilizan algún tipo de circuito con desplazamiento de fase para producir oscilación a una frecuencia.

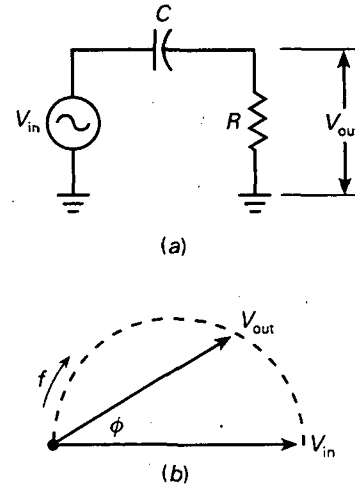


Figura 23-3. *a*) Circuito de acoplo; *b*) diagrama fasorial.

❑ Circuito de retardo-adelanto

El oscilador en puente de Wien utiliza un circuito de realimentación que se denomina *circuito de retardo-adelanto* (Fig. 23-4). A muy bajas frecuencias, el condensador en serie se comporta como un circuito abierto y no hay señal de salida. A muy alta frecuencias, el condensador en paralelo se comporta como un cortocircuito, y no hay salida. Entre estos extremos, la tensión de salida del circuito de retardo-adelanto alcanza un valor máximo (Fig. 23-5*a*). La frecuencia donde la salida es máxima se llama *frecuencia de resonancia, f_r*. A esta frecuencia, la fracción de realimentación alcanza un valor máximo de $^1/_3$.

En la Figura 23-5*b* se observa el ángulo de la tensión de salida con respecto a la de entrada. A muy bajas frecuencias la fase es positiva (adelanto), pero a muy altas frecuencias la fase es negativa (retardo). En la zona media hay una frecuencia de resonancia f_r donde el desplazamiento de fase es de 0°. En la Figura 23-5*c* se presenta el diagrama fasorial de las tensiones de entrada y de salida. El extremo del fasor puede estar en cualquier lugar del círculo punteado. En consecuencia, la fase puede fluctuar entre +90° y −90°.

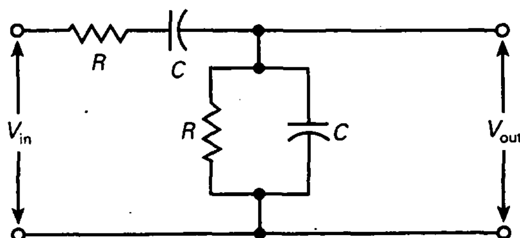
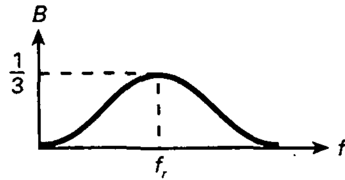
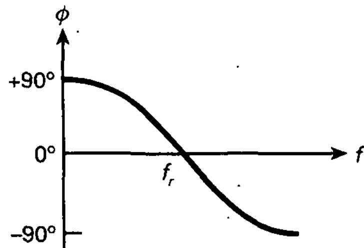


Figura 23-4. Red de retardo-adelanto.





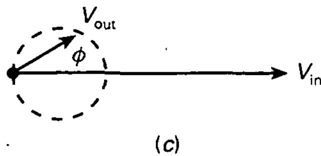


Figura 23-5. *a*) Ganancia de tensión; *b*) desplazamiento de fase; *c*) diagrama fasorial.

El circuito de retardo-adelanto de la Figura 23-4 actúa como un circuito resonante. A la frecuencia de resonancia f_r, la fracción de realimentación alcanza un valor máximo de $1/3$ y el ángulo de fase es igual a 0°. Por debajo y por encima de la frecuencia de resonancia, la fracción de realimentación es menor de $1/3$ y el ángulo de fase ya no es igual a 0°.

❏ Fórmula para la frecuencia de resonancia

En la Figura 23-4, la salida del circuito de retardo-adelanto es:

$$V_{out} = \frac{R \parallel (-jX_C)}{R - jX_C + R \parallel (-jX_C)} V_{in}$$

Desarrollando y simplificando, la ecuación anterior nos conduce a:

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}} \qquad (23\text{-}1)$$

y

$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3} \qquad (23\text{-}2)$$

La gráfica de estas ecuaciones genera las Figuras 23-5*a* y 23-5*b*.

La Ecuación (23-1) tiene un valor máximo cuando $X_C = R$. Para esta condición, $B = 1/3$ y $\phi = 0°$, lo que representa la frecuencia de resonancia del circuito de retardo-adelanto. Como $X_C = R$, podemos escribir:

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

o

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (23\text{-}3)$$

❏ Forma de funcionamiento

La Figura 23-6 muestra un oscilador en puente de Wien. Utiliza realimentación positiva y negativa al existir dos trayectorias de realimentación. Hay una trayectoria de realimentación positiva desde la salida, a través del circuito de retardo-adelanto hasta la entrada no inversora. También hay una trayectoria para la realimentación negativa desde la salida, a través del divisor de tensión hasta la entrada inversora.

Al inicio hay más realimentación positiva que negativa. Este hecho contribuye a que las oscilaciones se incrementen cuando la fuente de alimentación se enciende. Después de que la señal de salida alcanza el nivel deseado, la realimentación negativa reduce la ganancia en lazo a 1. ¿Cómo sucede esto? En el instante de encendido, la lámpara de wolframio tiene una resis-

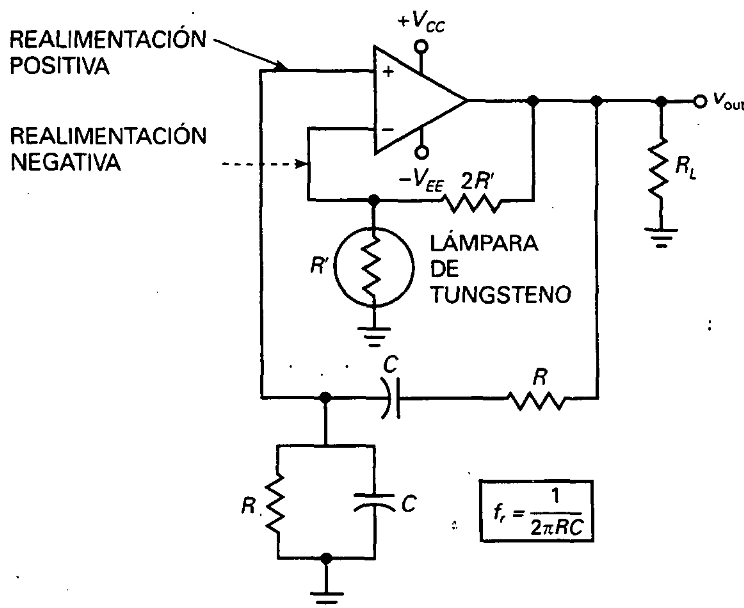


Figura 23-6. El oscilador en puente de Wien.

tencia baja y la realimentación negativa es pequeña. Por esta razón, la ganancia en lazo es mayor que 1 y las oscilaciones pueden incrementarse hasta la frecuencia de resonancia. A medida que las oscilaciones se incrementan, la lámpara de tungsteno se calienta ligeramente y su resistencia aumenta. En la mayoría de los circuitos, la corriente a través de la lámpara no es suficiente para hacer que se ponga incandescente, pero sí para incrementar su resistencia. Para un determinado nivel de la tensión de salida, la lámpara de tungsteno tiene una resistencia exactamente de R'. En este punto, la ganancia de tensión en lazo cerrado desde la entrada no inversora a la salida disminuye a:

$$A_{LC} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Como el circuito de adelanto-retardo tiene una B de $^1/_3$, la ganancia en lazo es:

$$A_{LC}B = 3(1/3) = 1$$

La ganancia de tensión en lazo cerrado desde la entrada no inversora hasta la salida es mayor que 3 cuando la alimentación se enciende. Debido a esto, $A_{LC}B$ es mayor que 1 inicialmente.

A medida que las oscilaciones se incrementen, el valor de pico a pico de la salida se hará lo suficientemente grande como para incrementar la resistencia de la lámpara de tungsteno. Cuando su resistencia es igual a R', la ganancia en lazo $A_{LC}B$ es exactamente igual a 1. En este punto, las osci-

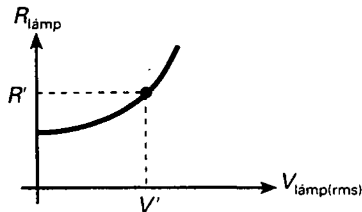


Figura 23-7. La resistencia de la lámpara de wolframio aumenta con la tensión.

laciones se hacen estables y la tensión de salida tiene un valor pico a pico constante.

❑ Condiciones iniciales

En el momento de encendido, la tensión de salida es nula y la resistencia de la lámpara de tungsteno es menor que R', como se ve en la Figura 23-7. Cuando la tensión de salida se incrementa, la resistencia de la lámpara aumenta como se observa en la gráfica. Para una tensión V', tiene una resistencia de R'. Este dato significa que A_{LC} tiene un valor de 3 y la ganancia en lazo se hace 1. Cuando esto sucede, la amplitud de la salida se estabiliza y permanece constante.

❑ Filtro de ranura

La Figura 23-8 muestra otra manera de dibujar el oscilador en puente de Wien. El circuito de retardo-adelanto es el lazo izquierdo de un puente, y el divisor de tensión el lado derecho. Este puente, llamado *puente de Wien,* se usa en otras aplicaciones además de en los osciladores. La tensión de error es la salida del puente. Cuando el puente está ajustado, la tensión de error es aproximadamente nula.

Al puente de Wien algunas veces se le denomina *filtro de ranura,* circuito con salida cero a una frecuencia determinada. Para un puente de Wien, la frecuencia del filtro de ranura es igual a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (23\text{-}4)$$

Como la tensión de error requerida por el amplificador operacional es tan pequeña, el puente de Wien está casi perfectamente equilibrado y la frecuencia de oscilación es igual a f_r.

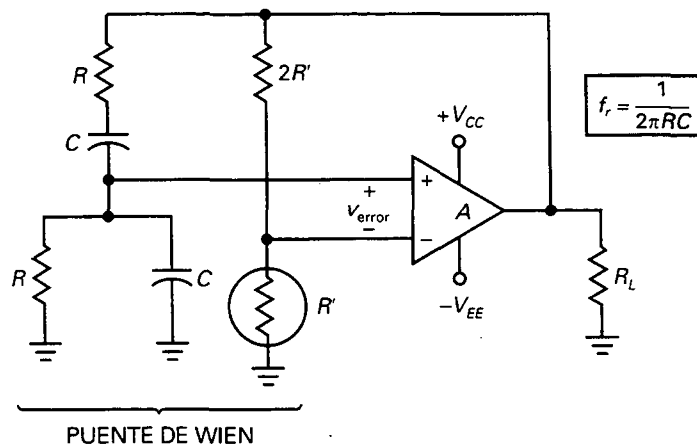


Figura 23-8. El oscilador en puente de Wien.

EJEMPLO 23-1

Calcule las frecuencias máxima y mínima en el oscilador en puente de Wien de la Figura 23-9. Los dos potenciómetros están mecánicamente conectados, lo que significa que cambian juntos y tienen los mismos valores cuando se fijan los cursores.

SOLUCIÓN

Al tener cada uno una resistencia máxima de 100 kΩ, R varía de 1 a 101 kΩ. La frecuencia mínima de oscilación es:

$$f_{\text{mín}} = \frac{1}{2\pi(101\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 159\ \text{Hz}$$

y la frecuencia máxima:

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{kHz}$$

EJEMPLO 23-2

En la Figura 23-10 se representa la resistencia de la lámpara de la Figura 23-9. Calcule la tensión de salida.

SOLUCIÓN

En la Figura 23-9 el valor pico a pico de la tensión de salida se hace constante cuando la resistencia de la lámpara es igual a 1 kΩ. En la

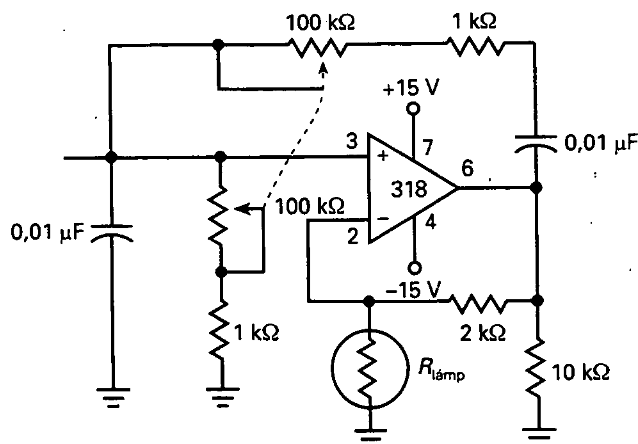


Figura 23-9. Ejemplo.

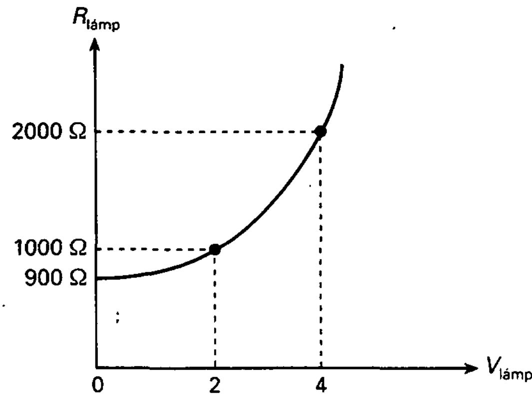


Figura 23-10. Ejemplo.

Figura 23-10 este hecho significa que la tensión de la lámpara es 2 V rms. La corriente por la lámpara es:

$$I = \frac{2\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 2\ \text{mA}$$

Esta corriente también circula a través de los 2 kΩ, lo que indica que la tensión de salida vale:

$$V_{out} = (2\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{V rms}$$

lo que equivale a una tensión pico a pico de:

$$V_{out} = 2(1{,}414)(6\ \text{V}) = 17\ \text{V}$$

23-3. OTROS OSCILADORES *RC*

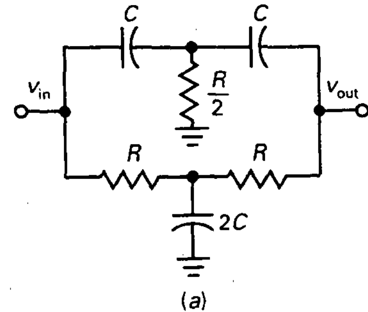
Aunque el oscilador en puente de Wien es el más habitual para frecuencias inferiores a 1 MHz, ocasionalmente se verán osciladores *RC* diferentes. Este apartado estudia otros dos diseños básicos, llamados *osciladores en doble T* y *oscilador de desplazamiento de fase.*

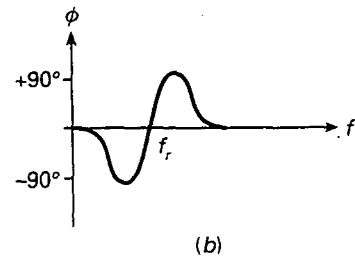
❑ Filtro en doble T

La Figura 23-11*a* es un *filtro en doble T.* Un análisis matemático de este circuito indica que actúa como un circuito de retardo-adelanto, con un desfase como el que se ve en la Figura 23-11*b*. También en este caso hay una frecuencia f_r en la cual el desplazamiento de fase es igual a 0°. La Figura 23-11*c* muestra que la ganancia de tensión es igual a 1 para frecuencias

bajas y altas. En zona media hay una frecuencia f_r en la que la ganancia de tensión es prácticamente cero (del orden de 0,001). El filtro en doble T es otro ejemplo de filtro de ranura porque puede cortar o bloquear las frecuencias cercanas a f_r. La frecuencia de resonancia del filtro está dada por la conocida ecuación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$





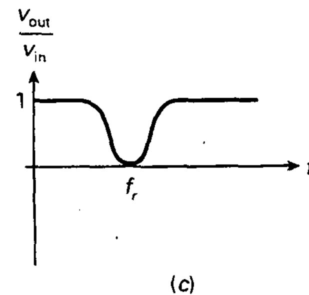


Figura 23-11. Filtro en doble T. *a*) Circuito; *b*) desplazamiento de fase; *c*) ganancia de tensión.

❑ Oscilador en doble T

La Figura 23-12 muestra un oscilador en doble T. La realimentación positiva se realiza a través del divisor de tensión a la entrada no inversora. La realimentación negativa se lleva a cabo a través del filtro en doble T. Cuando inicialmente se conecta la alimentación, la resistencia de la lámpara R_1 es pequeña y la realimentación positiva es máxima. A medida que las oscilaciones se incrementan, aumenta la resistencia de la lámpara y la realimentación positiva disminuye. Según va decreciendo la realimentación, las oscilaciones se nivelan y se hacen constantes. De esta manera, la lámpara estabiliza el nivel de la tensión de salida.

En el filtro en doble T la resistencia $R/2$ es variable. Es necesario que sea así, ya que el circuito oscila a una frecuencia ligeramente diferente de la frecuencia de resonancia teórica de la ecuación. Para asegurarse de que la frecuencia de oscilación sea muy cercana a la frecuencia del filtro de ranura, el divisor de tensión debe tener una R_1 mucho mayor que R_2. A manera de guía, R_1/R_2 está en el intervalo de 10 a 1.000, lo que obliga al oscilador a funcionar a una frecuencia cercana a la del filtro.

Aunque de cuando en cuando se utiliza, el oscilador en doble T no es un circuito muy popular porque trabaja muy bien sólo a una frecuencia, es decir, no se puede ajustar fácilmente en un intervalo grande de frecuencias, como se puede hacer con el oscilador en puente de Wien.

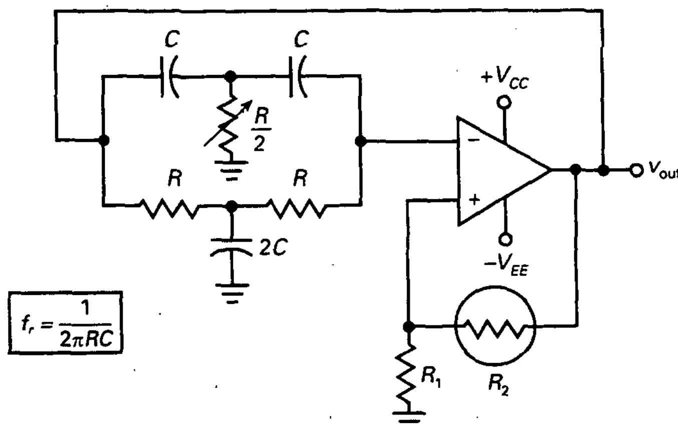


Figura 23-12. El oscilador en doble T.

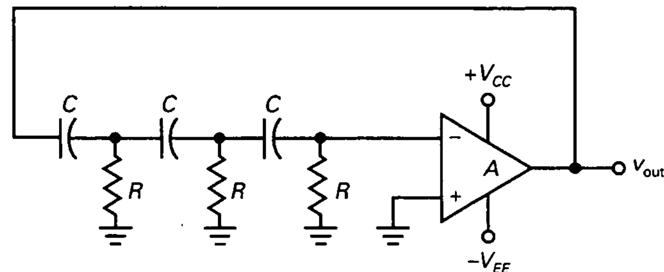


Figura 23-13. Osciladores de desplazamiento de fase con tres circuitos de adelanto.

❑ Oscilador de desplazamiento de fase

La Figura 23-13 es un *oscilador de desplazamiento de fase,* con tres circuitos de adelanto en el camino de realimentación. Como recordará, un circuito de adelanto produce un desplazamiento de fase entre 0° y 90°, dependiendo de la frecuencia. Por consiguiente, en alguna frecuencia el desplazamiento de fase total de los tres circuitos de adelanto es igual a 180° (aproximadamente 60° cada uno de ellos). El amplificador tiene un desplazamiento de fase adicional de 180° debido a que la señal excita la entrada inversora. Así pues, el desplazamiento de fase alrededor del lazo será de 360°, equivalente a 0°. Si AB es mayor que 1 en esta frecuencia particular, se pueden originar oscilaciones.

La Figura 23-14 muestra un diseño alternativo. Emplea tres circuitos de retardo. El funcionamiento es similar. El amplificador produce 180° de desplazamiento de fase y los circuitos de retardo contribuyen con otros 180° a una determinada frecuencia. Si AB es mayor que 1 en esta frecuencia, puede haber oscilaciones.

El oscilador de desplazamiento de fase no es un circuito popular. De nuevo, el problema principal es que no se puede ajustar fácilmente en un rango amplio de frecuencias.

23-4. EL OSCILADOR COLPITTS

Aunque es excelente a frecuencias bajas, el oscilador en puente de Wien no resulta adecuado cuando funciona a frecuencias altas (por encima

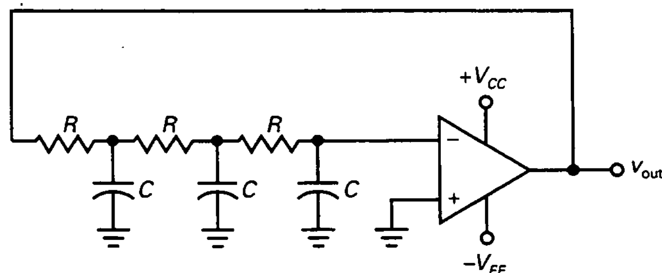


Figura 23-14. Oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de retraso.

de 1 MHz). El principal problema es el desplazamiento de fase a través del amplificador.

❑ Osciladores *LC*

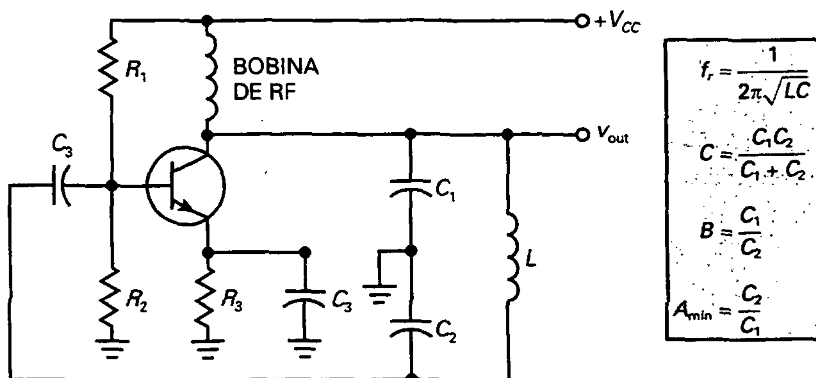
Una alternativa es el oscilador *LC*, un circuito que se puede usar para frecuencias entre 1 y 500 MHz. Este intervalo de frecuencias está muy alejado de la frecuencia típica de la mayoría de los amplificadores operacionales, por lo que generalmente se utiliza como amplificador un transistor bipolar o un FET.

Con un amplificador y un circuito tanque *LC* podemos realimentar una señal con la amplitud y fase adecuadas para mantener las oscilaciones. El análisis y el diseño de los osciladores de alta frecuencia es complicado. ¿Por qué? Debido a las altas frecuencias, las capacidades parásitas y las inductancias de los terminales de conexión son muy importantes al determinar la frecuencia de oscilación, la fracción de realimentación, la potencia de salida y otras características propias de la corriente alterna. Por ello, la mayoría de las personas utiliza aproximaciones para un diseño inicial y ajusta la construcción del oscilador tanto como sea necesario para obtener el comportamiento deseado.

❑ Conexión en emisor común

La Figura 23-15 muestra un *oscilador de Colpitts*. El divisor de tensión de la base fija el punto de polarización. La bobina de RF tiene una reactancia inductiva muy grande, por lo que abre el circuito para señal. El circuito tiene una ganancia de tensión para baja frecuencia de r_c/r'_e, donde r_c es la resistencia de colector para señal. Debido a que la bobina equivale a circuito abierto, la resistencia de colector para señal es principalmente la resistencia para el circuito resonante. Esta resistencia tiene un máximo para el valor de resonancia.

El lector encontrará muchas variaciones del oscilador Colpitts. Una forma de reconocerlo es a través de la presencia del divisor de tensión capacitivo formado por C_1 y C_2. Este divisor produce la tensión de realimentación



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$B = \frac{C_1}{C_2}$$

$$A_{min} = \frac{C_2}{C_1}$$

Figura 23-15. El oscilador Colpitts.

necesaria para las oscilaciones. En otros tipos de osciladores la tensión de realimentación es producida por transformadores, divisores de tensión inductivos y otros dispositivos.

❑ Circuito equivalente para señal

La Figura 23-16 representa el circuito equivalente simplificado para señal. El condensador C_3 es prácticamente un cortocircuito a la frecuencia de oscilación. La corriente en lazo en el circuito tanque circula a través de C_1 en serie con C_2. Observe que v_{out} es igual a la tensión de señal a través de C_1. Asimismo, la tensión de realimentación v_f aparece en bornas de C_2. Esta tensión de realimentación excita la base y mantiene las oscilaciones producidas en bornas del circuito tanque, a condición de que haya suficiente ganancia de tensión a la frecuencia de oscilación. Puesto que el emisor está a masa para señal, el circuito está en una conexión en emisor común.

❑ Frecuencia de resonancia

La mayoría de los osciladores utilizan circuitos tanque con una Q mayor que 10. Por ello podemos calcular la *frecuencia de resonancia* aproximada como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{23-5}$$

Ésta tiene una aproximación superior al 1 por 100 cuando Q es mayor que 10.

La capacidad que se utiliza en la Ecuación (23-5) es la capacidad equivalente por la que fluye la corriente. En el circuito tanque el oscilador Colpittis de la Figura 23-16, la corriente circula a través de C_1 en serie con C_2. Por tanto, la capacidad equivalente es:

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \tag{23-6}$$

Por ejemplo, si C_1 y C_2 son de 100 pF cada uno, se puede usar $C = 50$ pF en la Ecuación (23-5).

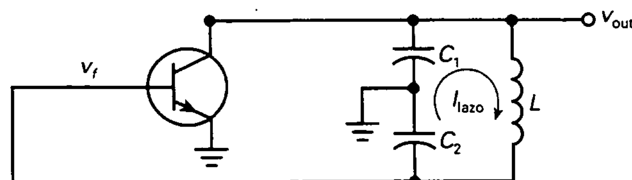


Figura 23-16. Circuito equivalente para señal.

❑ Condiciones de arranque

La condición de arranque requerida para un oscilador es:

$$AB > 1$$

a la frecuencia de resonancia del circuito tanque. Esta expresión equivale a:

$$A > \frac{1}{B}$$

La ganancia de tensión A es la ganancia de tensión a la frecuencia de oscilación. En la Figura 23-16, la tensión de salida aparece en bornas de C_1, y la tensión de realimentación en bornas de C_2. Puesto que la corriente es la misma en ambos condensadores,

$$B = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1}} = \frac{1/(2\pi f C_2)}{1/(2\pi f C_1)}$$

o

$$B = \frac{C_1}{C_2} \qquad (23\text{-}7)$$

En consecuencia, la tensión de ganancia mínima es:

$$A_{\text{mín}} = \frac{C_2}{C_1} \qquad (23\text{-}8)$$

Recuérdese que ésta es una mera aproximación, ya que se ignora la impedancia que aprecia la base.

¿A qué es igual A? Depende de las frecuencias críticas superiores del amplificador. Como se recordará, existen circuitos de desacoplo en la base y en el colector de un amplificador bipolar. Si las frecuencias críticas de esos circuitos de desacoplo son mayores que la frecuencia de oscilación, entonces A es aproximadamente igual a r_c/r'_e. Si son menores que la frecuencia de oscilación, la ganancia de tensión es menor que r_c/r'_e, y hay desplazamiento de fase adicional a través del amplificador.

❑ Tensión de salida

Con *realimentación débil* (B pequeña), el valor de A es sólo ligeramente mayor que $1/B$, y el funcionamiento es aproximadamente en clase A. Cuando, al principio, se enciende el circuito, las oscilaciones crecen y la señal tiene una variación sobre la recta de carga cada vez mayor. Con este incremento de la señal, el funcionamiento pasa de pequeña señal a gran señal, debido a lo cual la ganancia de tensión disminuye ligeramente. Con realimentación débil el valor de AB puede disminuir a 1 sin un recorte excesivo.

Con *realimentación fuerte* (B grande), la señal realimentada lleva la base que aparece en la Figura 23-15 a saturación y corte. De este modo se carga el condensador C_3, produciendo un desplazamiento negativo del nivel

de continua en la base. Este cambio de nivel ajusta automáticamente el valor de AB a 1. Si la realimentación es demasiado fuerte, se puede perder algo de la tensión de salida debido a las pérdidas parásitas de potencia.

Cuando se construye un oscilador, se puede ajustar la cantidad de realimentación para adaptar la tensión de salida. El secreto consiste en utilizar la suficiente realimentación para arrancar en cualquier condición (diferentes transistores, temperaturas, tensiones de alimentación, etc.), pero no tanto como para que se pierda más salida de la necesaria. El diseño de osciladores de alta frecuencia fiables es todo un reto, ya que las aproximaciones habituales no funcionan. Como último recurso, algunos diseñadores emplean computadoras para modelar osciladores de alta frecuencia.

❑ Acoplamiento de la carga

La frecuencia de oscilación exacta depende de la Q del circuito y está dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{1+Q^2}} \qquad (23\text{-}9)$$

En la mayoría de los casos, Q es mayor de 10 y la ecuación exacta anterior se simplifica al valor teórico dado por la Ecuación (23-5). Si Q es menor de 10, la frecuencia se lleva a un valor inferior al teórico. Además, una Q pequeña puede impedir que el oscilador arranque al disminuir la ganancia en alta frecuencia por debajo de $1/B$.

En la Figura 23-17*a* se observa una forma de acoplar la resistencia de carga. Si ésta es grande, no cargará demasiado el circuito y la Q será mayor de 10. Pero si es pequeña, la Q cae por debajo de 10 y las oscilaciones no se dan. Una solución para una resistencia de carga pequeña es utilizar una capacidad pequeña C_4, cuya X_C sea grande comparada con la resistencia de carga. Ello evita cargar excesivamente el circuito tanque.

La Figura 23-17*b* muestra un *acoplamiento electromagnético,* otra forma de acoplar la señal a una resistencia de carga pequeña. El acoplamiento electromagnético implica el uso sólo de unas cuantas vueltas en el devanado del secundario de un transformador de RF. Este tipo de acoplamiento asegura que la resistencia de carga no atenuará la Q del circuito tanque a un punto tal que el oscilador no pueda arrancar.

Cuando se use un acoplamiento capacitivo o electromagnético, el efecto de carga debe conservarse tan pequeño como sea posible. De esta forma, la Q alta del tanque asegura una salida sinusoidal sin distorsión, con un arranque fiable para las oscilaciones.

❑ Conexión en base común

Cuando la señal realimentada en un oscilador excita la base, una capacidad Miller grande aparece en la entrada. Este hecho produce una frecuencia de

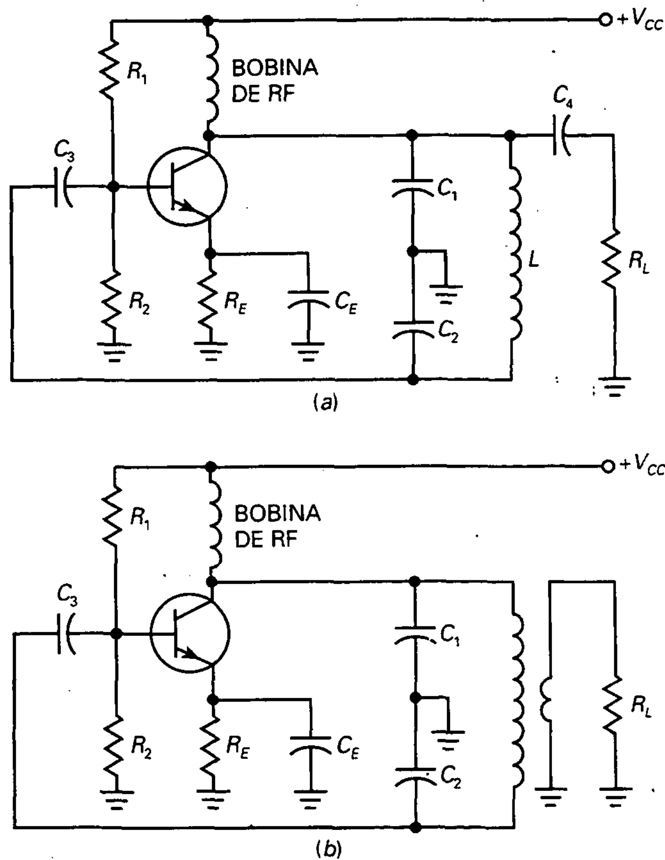


Figura 23-17. Tipos de acoplamiento de la salida. *a*) Capacitivo; *b*) electromagnético.

corte relativamente pequeña, lo que implica que la ganancia de tensión puede ser muy pequeña a la frecuencia de resonancia que queremos. Para tener una frecuencia de corte mayor, la señal realimentada puede ser aplicada al emisor, como se ve en la Figura 23-18. El condensador C_3 pone a masa la base para señal; así, el transistor actúa como un amplificador en base común (BC). Un circuito como éste puede oscilar a frecuencias más altas debido a que su ganancia en altas frecuencias es mayor que la de un oscilador similar en configuración de emisor común (EC). Con acoplamiento electromagnético en la salida el circuito tanque está ligeramente cargado y la frecuencia de resonancia está dada por la Ecuación (23-5).

La fracción de realimentación es ligeramente diferente. La tensión de salida aparece en bornas de C_1 y C_2, mientras que la tensión de realimentación aparece en bornas de C_2. En el caso ideal, la fracción de realimentación es

$$B = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}}$$

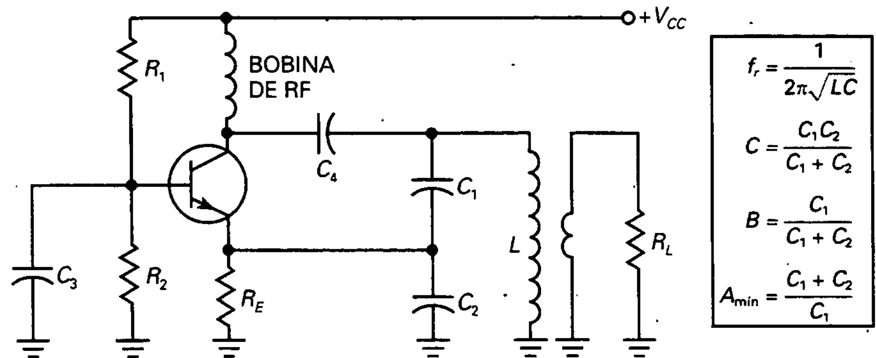


Figura 23-18. El oscilador en BC puede oscilar a frecuencias mayores que el oscilador en EC.

Después de desarrollar y simplificar, tenemos:

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{23-10}$$

Para que las oscilaciones se originen, A debe ser mayor que $1/B$. Mediante una aproximación, este hecho implica que:

$$A_{\text{mín}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \tag{23-11}$$

Esta aproximación es poco precisa porque no considera la impedancia de entrada del emisor, la cual está en paralelo con C_2.

❑ Oscilador de Colpitts con FET

La Figura 23-19 es un ejemplo de un oscilador Colpitts con FET, en el cual la señal de realimentación se aplica a la puerta. Puesto que la puerta tiene una resistencia de entrada grande, el efecto de carga sobre el circuito tanque es mucho menor que con un transistor bipolar. En otras palabras, la aproximación:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23-12}$$

es más exacta con un FET porque la impedancia vista en la puerta es mayor. La condición de arranque para este oscilador con FET es:

$$A_{\text{mín}} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23-13}$$

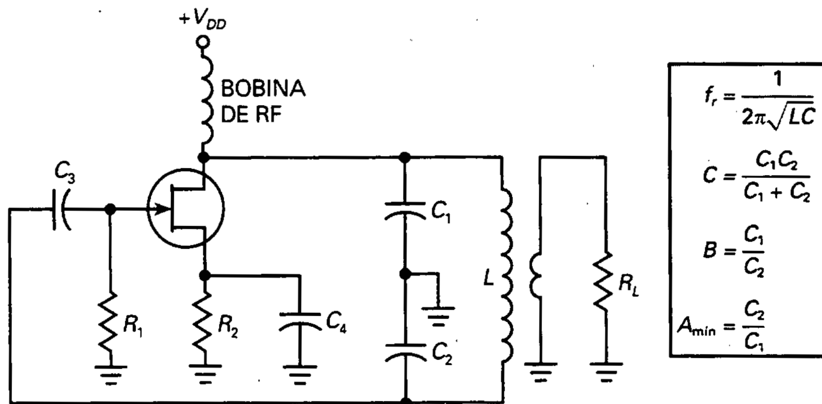


Figura 23-19. El oscilador con FET tiene un menor efecto de carga sobre el circuito tanque.

En un oscilador con FET, la ganancia de tensión en baja frecuencia es g_mr_d. Por encima de la frecuencia de corte del amplificador con FET, la ganancia de tensión disminuye. En la Ecuación (23-13), A es la ganancia a la frecuencia de oscilación. En general, trate de conservar la frecuencia de oscilación menor que la frecuencia de corte del amplificador con FET. Si no fuera así, el desplazamiento de fase adicional a través del amplificador puede evitar que el oscilador arranque.

EJEMPLO 23-3

¿Cuánto vale la frecuencia de oscilación en la Figura 23-20? ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Qué ganancia de tensión requiere el circuito para que arranque la oscilación?

SOLUCIÓN

La capacidad equivalente del circuito tanque es igual al producto partido por la suma de las capacidades del tanque:

$$C = \frac{(0{,}001\ \mu F)(0{,}01\ \mu F)}{0{,}001\ \mu F + 0{,}01\ \mu F} = 909\ pF$$

La inductancia es de 15 μH; en consecuencia, la frecuencia de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\ \mu H)(909\ pF)}} = 1{,}36\ MHz$$

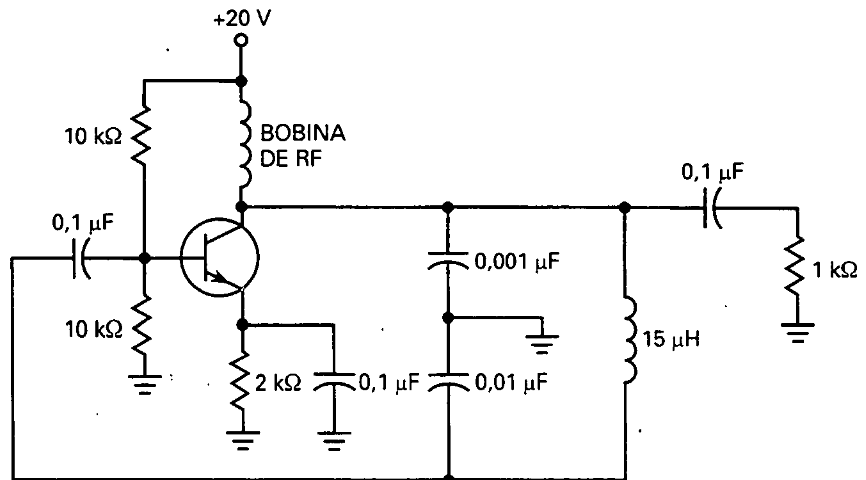


Figura 23-20. Ejemplo.

La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{0{,}001\ \mu\text{F}}{0{,}01\ \mu\text{F}} = 0{,}1$$

Para que el oscilador arranque, la ganancia de tensión debe ser:

$$A_{min} = \frac{0{,}01\ \mu\text{F}}{0{,}001\ \mu\text{F}} = 10$$

23-5. OTROS OSCILADORES *LC*

El Colpitts es el oscilador *LC* más usado. El divisor de tensión capacitivo en el circuito resonante es una forma conveniente de generar la tensión de realimentación. Sin embargo, también se utilizan otros tipos de osciladores.

❑ El oscilador de Armstrong

La Figura 23-21 es un ejemplo de *oscilador Armstrong*. En este circuito el colector excita un circuito tanque resonante *LC*. La señal de realimentación se toma de un devanado secundario pequeño y se lleva a la base. Hay un desplazamiento de fase de 180 en el transformador, lo que significa que el desplazamiento de fase alrededor del lazo es cero. Ignorando el efecto de carga de la base, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{M}{L} \tag{23-14}$$

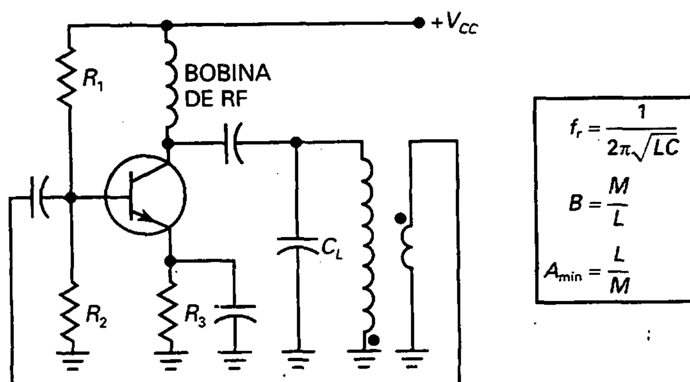


Figura 23-21. Oscilador Armstrong.

donde M es la inductancia mutua y L es la inductancia del primario. Para que el oscilador Armstrong arranque, la ganancia de tensión debe ser mayor que $1/B$.

Un oscilador Armstrong utiliza un transformador de acoplo para realimentar la señal. Ésta es la manera de reconocer variaciones de este circuito básico. Al devanado del secundario algunas veces se le conoce como *bobina de compensación,* pues realimenta la señal que mantiene las oscilaciones. La frecuencia de resonancia está dada por la Ecuación (23-5), empleando la L y C mostradas en la Figura 23-21. En general, no se considera de mucha utilidad el oscilador Armstrong, debido a que la mayoría de los diseñadores evitan en lo posible los transformadores.

❑ Oscilador Hartley

La Figura 23-22 es un ejemplo de un *oscilador Hartley.* Cuando el circuito tanque LC está resonando, la corriente circula a través de L_1 en serie con L_2. Así, la L equivalente que se usa en la Ecuación (23-5) es:

$$L = L_1 + L_2 \qquad (23\text{-}15)$$

En un oscilador Hartley la tensión de realimentación se genera mediante el divisor de tensión inductivo, formado por L_1 y por L_2. Puesto que la tensión de salida aparece en bornas de L_1 y la tensión de realimentación en bornas de L_2, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{X_{L_2}}{X_{L_1}}$$

o

$$B = \frac{L_2}{L_1} \qquad (23\text{-}16)$$

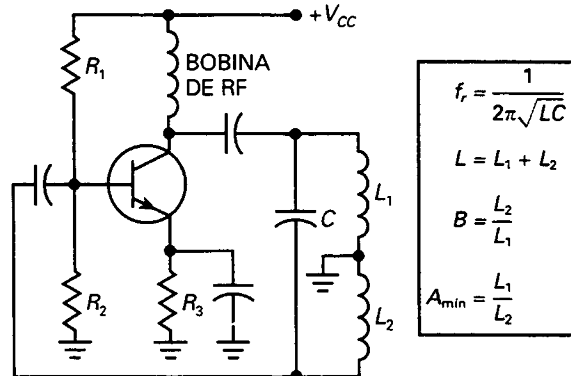


Figura 23-22. Oscilador Hartley.

Como es usual, esta ecuación ignora los efectos de carga de la base. Para que las oscilaciones comiencen, la ganancia de tensión debe ser mayor que $1/B$.

Frecuentemente, un oscilador Hartley utiliza una sola bobina con toma intermedia en lugar de dos bobinas separadas. Otra versión envía la señal de realimentación al emisor en lugar de a la base. Asimismo, se puede emplear un FET en lugar de un transistor bipolar. La señal de salida puede ser con acoplamiento capacitivo o acoplamiento electromagnético.

❑ Oscilador Clapp

El *oscilador Clapp* de la Figura 23-23 es un oscilador Colpitts depurado. El divisor capacitivo de tensión produce la señal de realimentación como antes. Un condensador adicional de pequeño valor C_3 está en serie con la bobina. Como la corriente del circuito tanque circula a través de C_1, C_2 y C_3 en serie, la capacidad equivalente que se usa para calcular la frecuencia de resonancia es:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \tag{23-17}$$

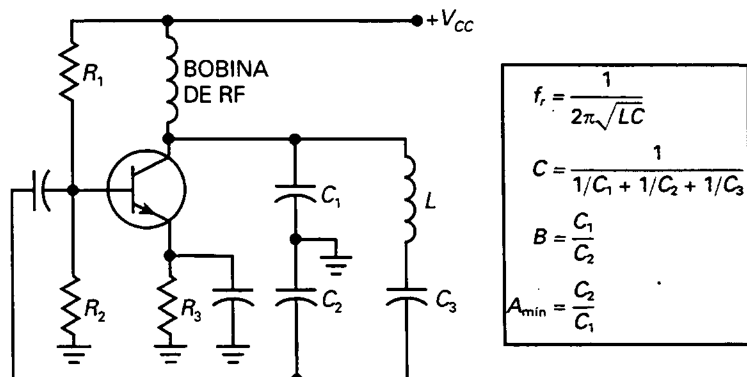


Figura 23-23. Oscilador Clapp.

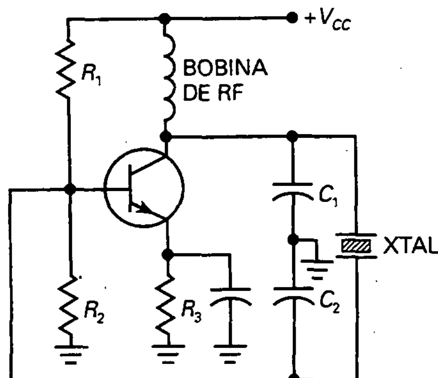


Figura 23-24. Oscilador de cristal.

En un oscilador Clapp, C_3 es mucho menor que C_1 y C_2. Por ello, C es aproximadamente igual a C_3 y la frecuencia de resonancia viene dada por:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \qquad (23\text{-}18)$$

¿Por qué es importante esto? Debido a que C_1 y C_2 están en paralelo con el transistor y las capacidades parásitas. Estas últimas alteran los valores de C_1 y C_2 ligaramente. En un oscilador Colpitts, la frecuencia de resonancia depende, por ello, del transistor y de las capacidades parásitas. Pero en un oscilador Clapp, el transistor y las capacidades parásitas no tienen efecto sobre C_3, así que la frecuencia de oscilación es más estable y exacta. Por eso, ocasionalmente el lector encontrará que se usa el oscilador Clapp en lugar del oscilador Colpitts.

❑ El oscilador de cristal

Cuando son importantes la exactitud y estabilidad de la frecuencia de oscilación, se utiliza un *oscilador de cristal de cuarzo*. En la Figura 23-24, la señal de realimentación se toma de un condensador. Como se estudiará en la siguiente sección, el cristal (abreviado XTAL) actúa como una bobina grande en serie con un pequeño condensador (similar al Clapp). Por tal motivo, la frecuencia de resonancia casi no es afectada por el transistor y las capacidades parásitas.

EJEMPLO 23-4

Si se añade una capacidad de 50 pF en serie con la bobina de 15 μH de la Figura 23-20, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (23-17)

$$C = \frac{1}{1/0{,}001\ \mu F + 1/0{,}01\ \mu F + 1/50\ pF} = 50\ pF$$

Obsérvese cómo domina el término 1/50 pF frente a los otros valores dado que esta capacidad es mucho menor que las otras. La frecuencia de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\ \mu H)(50\ pF)}} = 5{,}81\ MHz$$

23-6. CRISTALES DE CUARZO

Cuando se precisa que la frecuencia de oscilación sea exacta y estable, la mejor elección son los osciladores de cristal. Los relojes de pulsera y otras aplicaciones de tiempo críticas utilizan los osciladores de cristal, ya que proporcionan una frecuencia de reloj exacta.

❑ El efecto piezoeléctrico

Algunos cristales encontrados en la naturaleza presentan el *efecto piezoeléctrico.* Cuando se aplica una tensión alterna a través de ellos, vibran a la frecuencia de la tensión aplicada. De manera inversa, si mecánicamente se les obliga a que vibren, generan una tensión alterna de la misma frecuencia. Las principales sustancias que producen el efecto piezoeléctrico son el cuarzo, las sales de Rochelle y la turmalina.

Las sales de Rochelle tienen la mayor actividad piezoeléctrica. Con una tensión alterna dada, vibran más que el cuarzo o la turmalina. Mecánicamente, son las más débiles porque se quiebran muy fácilmente. Estas sales se han empleado para hacer micrófonos, agujas fonocaptoras, audífonos y altavoces. La turmalina muestra actividad piezoeléctrica mínima, pero es la más resistente de las tres. Es también la más cara. Ocasionalmente se usa en frecuencias muy altas. El cuarzo ocupa un lugar intermedio entre la actividad piezoeléctrica de las sales de Rochelle y la dureza de la turmalina. Debido a su coste y su disponibilidad en la naturaleza, se utiliza ampliamente para hacer osciladores de RF y filtros.

❑ Cortes del cristal

La forma natural del cristal de cuarzo es un prisma hexagonal con pirámides en sus extremos (Fig. 23-25*a*). Para tener un cristal útil, debemos cortar una lámina rectangular del cristal natural. La Figura 23-25*b* muestra una lámina con un espesor *t*. El número de láminas que podemos obtener de un cristal depende de su tamaño y del ángulo de corte.

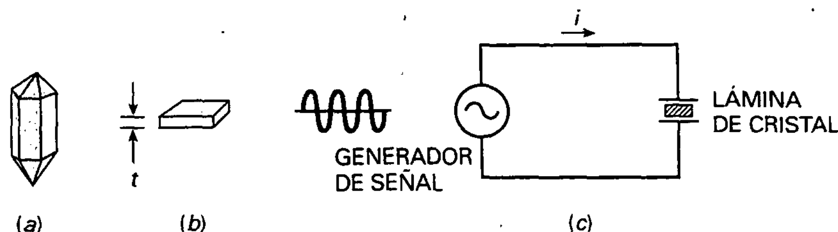


Figura 23-25. *a*) Cristal de cuarzo natural; *b*) lámina; *c*) la corriente de entrada alcanza su valor máximo en la frecuencia de resonancia del cristal.

Para utilizarla en circuitos electrónicos, la lámina debe montarse entre dos placas de metal, como se ve en la Figura 23-25*c*. En este circuito la vibración del cristal depende de la frecuencia de la tensión aplicada. Al cambiar la frecuencia podemos encontrar frecuencias de resonancia a las cuales las vibraciones del cristal alcanzan un punto máximo. Puesto que la energía de las vibraciones debe ser proporcionada por un generador de señal, la corriente es máxima en cada frecuencia resonante.

❑ Frecuencia fundamental y sobretonos

Casi siempre el cristal se corta y se monta para vibrar adecuadamente en una de sus frecuencias de resonancia, generalmente la *frecuencia fundamental* o frecuencia mínima. Las frecuencias de resonancia mayores, llamadas *sobretonos,* son múltiplos casi exactos de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, un cristal con una frecuencia fundamental de 1 MHz tiene un primer sobretono aproximadamente de 2 MHz, un segundo sobretono aproximadamente de 3 MHz, y así sucesivamente.

La fórmula de la frecuencia fundamental de un cristal es:

$$f = \frac{K}{t} \tag{23-19}$$

donde K es una constante que depende del corte y otros factores, y t es el espesor del cristal. Es obvio que la frecuencia fundamental es inversamente proporcional al espesor. Por esta razón, hay un límite práctico para la frecuencia más alta que se puede alcanzar. Cuanto más delgado sea el cristal, más frágil es y mayor probabilidad hay de que se rompa debido a las vibraciones.

Los cristales de cuarzo trabajan adecuadamente hasta los 10 MHz de frecuencia fundamentel. Para lograr frecuencias más altas, podemos emplear un cristal que vibre en los sobretonos. De esta forma, podemos alcanzar frecuencias de hasta 100 MHz. Ocasionalmente, la turmalina, más cara, pero más resistente, se emplea a frecuencias mayores.

❑ Circuito equivalente para señal

¿Cómo se comporta el cristal ante una señal alterna? Cuando el cristal de la Figura 23-26*a* no está vibrando, es equivalente a una capacidad C_m por estar

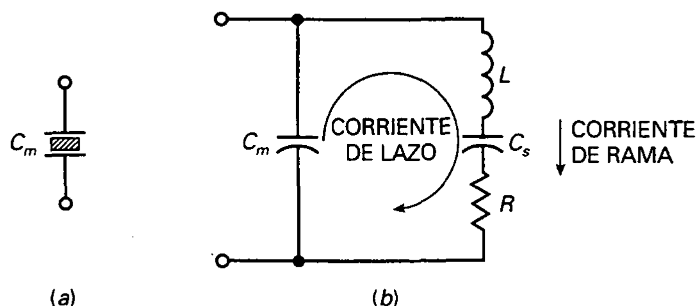


Figura 23-26. *a*) Capacidad del encapsulado; *b*) circuito equivalente para señal del cristal vibrando.

compuesto de dos placas de metal separadas por un dieléctrico. C_m recibe el nombre de *capacidad del encapsulado.*

Cuando el cristal está vibrando, el circuito equivalente se hace más interesante. Un cristal que vibra actúa como un circuito sintonizado. En la Figura 23-26*b* se observa el circuito equivalente para señal alterna de un cristal que vibra a su frecuencia fundamental o cerca de ella. Los valores característicos son L en henrios, C_s en fracciones de picofaradio, R en cientos de ohmios y C_m en picofaradios. Por ejemplo, disponemos de un cristal cuyos valores son los siguientes: $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ y $C_m = 10$ pF. Entre otras cosas, el corte, el espesor y el montaje de la lámina influyen en esos valores.

Los cristales tienen una Q increiblemente alta. Para los valores de $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ y $C_m = 10$ pF, podemos calcular una Q de más de 3.000. La Q de los cristales puede fácilmente estar alrededor de 10.000. La Q extremadamente alta de un cristal genera osciladores con frecuencias muy estables. Este hecho puede corroborarse empleando la ecuación anteriormente vista:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{1+Q^2}}$$

Cuando Q tiende a infinito, como sucede en un cristal, la frecuencia de resonancia se aproxima al valor ideal determinado por L y C. Estos valores de L y C están determinados exactamente en un cristal. En cambio, el circuito tanque LC normal tiene una L y una C con grandes tolerancias, por lo que su frecuencia no se controla con precisión, como sucede con un oscilador de cristal.

❑ Resonancia serie y paralelo

Además de la Q, L, C_s, R y C_m de un cristal, hay otras dos características que debemos conocer. La *frecuencia de resonancia serie* f_s de un cristal es la frecuencia de resonancia de la rama RCL en la Figura 23-26*b*. A esta fre-

cuencia, la corriente de rama alcanza su valor máximo porque L está en resonancia con C_s. La fórmula de esta frecuencia de resonancia es:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \tag{23-20}$$

La *frecuencia de resonancia paralelo* f_p de un cristal es la frecuencia a la cual la corriente de lazo de la Figura 23-26*b* alcanza su valor máximo. Puesto que esta corriente debe circular a través de la combinación en serie de C_s y de C_m, la C_{lazo} equivalente es:

$$C_{lazo} = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s} \tag{23-21}$$

y la frecuencia de resonancia paralelo vale:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{lazo}}} \tag{23-22}$$

En cualquier cristal, C_s es mucho menor que C_m. Ello significa que f_p es ligeramente mayor que f_s. Cuando se utilice un cristal en un circuito equivalente para señal alterna como el de la Figura 23-27, las capacidades adicionales del circuito aparecen en paralelo con C_m. Por esta causa, la frecuencia de oscilación estará entre f_s y f_p.

❑ Estabilidad del cristal

La frecuencia de un oscilador tiende a cambiar ligeramente con el tiempo. Esta *deriva* se debe a la temperatura, el envejecimiento y otras causas. En un oscilador de cristal, la deriva de la frecuencia con el tiempo es muy pequeña, generalmente menor que 1 ppm (parte por millón) o 0,0001 por 100 por día. Una estabilidad como ésta es importante en relojes electrónicos debido a que utilizan osciladores de cristal de cuarzo como dispositivo básico de temporización.

Al utilizar osciladores de cristal en hornos de temperatura controlada, los osciladores tienen una deriva de frecuencia menor que 1 parte por 10^{10}

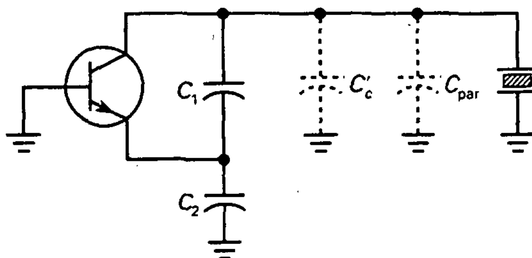


Figura 23-27. Las capacidades parásitas del circuito están en paralelo con la capacidad del encapsulado.

por día. Una estabilidad como ésta es necesaria en estándares de frecuencia y de tiempo. Para tener una idea de la precisión de 1 parte por 10^{10}, recordemos que un reloj con esta deriva tardaría 300 años en adelantarse o retrasarse un segundo.

❑ Osciladores de cristal

La Figura 23-28*a* es un oscilador Colpitts con cristal. El divisor de tensión capacitivo produce la tensión de realimentación en la base del transistor. El cristal actúa como una bobina que resuena con C_1 y C_2. La frecuencia de oscilación está entre los valores de resonancia en serie y en paralelo.

La Figura 23-28*b* es una variante del oscilador Colpitts con cristal. La señal de realimentación se aplica al emisor en lugar de a la base. Esta variación permite que el circuito trabaje a una frecuencia de resonancia mayor.

La Figura 23-28*c* es un oscilador Clapp con FET. La finalidad es mejorar la estabilidad de la frecuencia al reducir el efecto de las capacidades parásitas. La Figura 23-28*d* es un circuito que se llama *oscilador Pierce con cristal.* Su ventaja principal es la simplicidad.

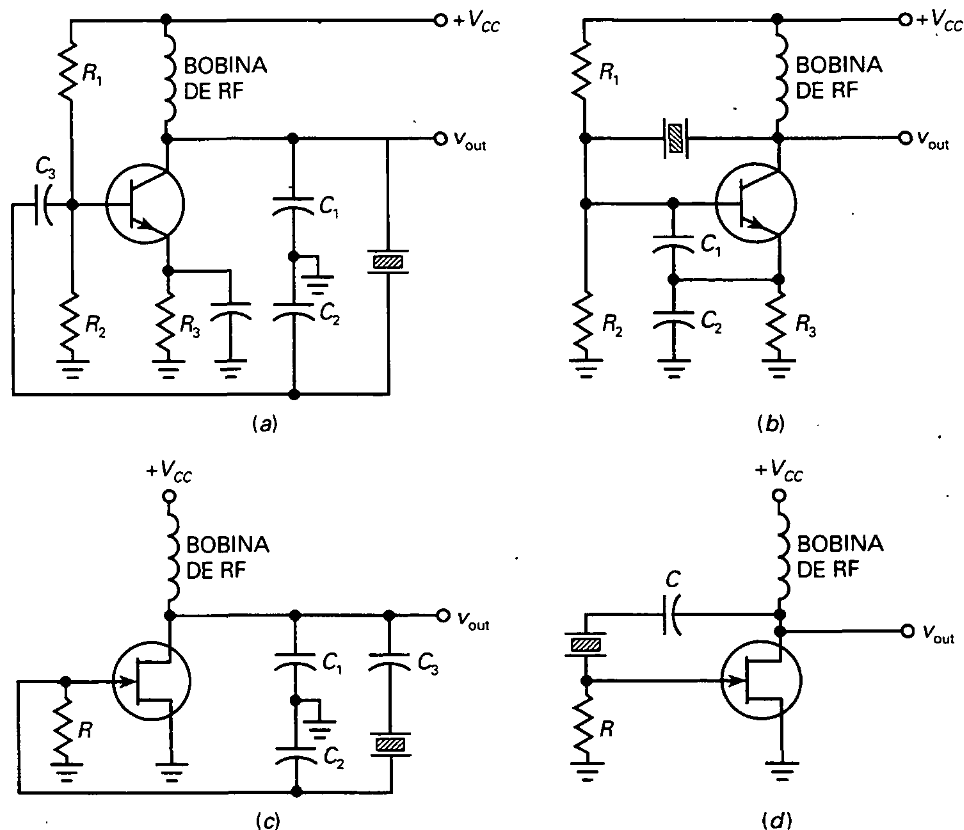


Figura 23-28. Osciladores de cristal. *a*) Colpitts; *b*) variaciones del Colpitts; *c*) Clapp; *d*) Pierce.

EJEMPLO 23-5

Un cristal tiene los siguientes valores: $L = 3$ H, $C_s = 0,05$ pF, $R = 2$ kΩ y $C_m = 10$ pF. Calcule f_s y f_p del cristal.

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (23-20),

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\ \text{H})(0{,}05\ \text{pF})}} = 411\ \text{kHz}$$

Con la Ecuación (23-21),

$$C_{\text{lazo}} = \frac{(10\ \text{pF})(0{,}05\ \text{pF})}{10\ \text{pF} + 0{,}05\ \text{pF}} = 0{,}0498\ \text{pF}$$

Con la Ecuación (23-22),

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\ \text{H})(0{,}0498\ \text{pF})}} = 412\ \text{kHz}$$

Si este cristal se emplea en cualquier oscilador se garantiza que la frecuencia de oscilación está entre 411 y 412 kHz.

23-7. EL TEMPORIZADOR 555

El **NE555** (también el LM555, CA555 y MC1555) es el *circuito integrado de temporización* más comúnmente usado. Este circuito puede funcionar en dos modos: *monoestable* (un estado estable) o *astable* (sin estados estables). En modo monoestable produce retardos de tiempo muy precisos que van desde microsegundos a horas. En modo astable produce señales rectangulares con ciclos de trabajo variables.

❑ Funcionamiento en monoestable

La Figura 23-29 ilustra el funcionamiento en monoestable. Inicialmente, el temporizador 555 tiene una tensión de salida baja en la cual puede permanecer indefinidamente. Cuando el temporizador 555 recibe un *disparo* en un punto A de tiempo, la tensión de salida cambia de baja a alta. Permanecerá así durante un tiempo W antes de regresar de nuevo al nivel bajo. La salida se mantiene en nivel bajo hasta que aparece de nuevo un disparo.

Un **multivibrador** es *un circuito con dos estados que tiene cero, uno o dos estados de salida astables.* Cuando se usa el temporizador 555 en modo monoestable, se le conoce también como *multivibrador monoestable*, dado que tiene un único estado astable. Es astable cuando permanece en nivel bajo hasta que recibe un disparo, que provocará que la salida cambie temporalmente a nivel alto. El nivel alto, sin embargo, no es estable, ya que la salida retorna a nivel bajo transcurrido el tiempo que dura el pulso.

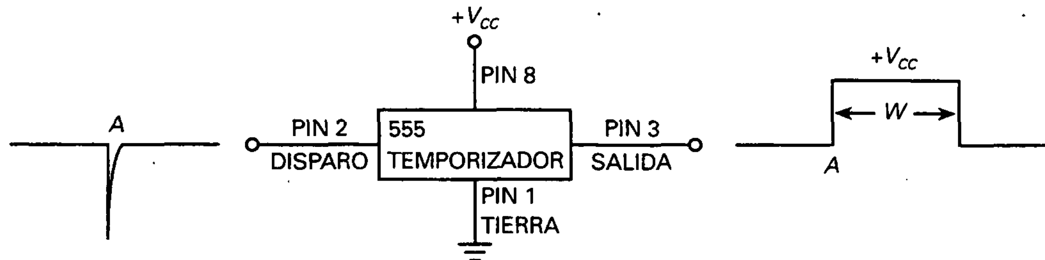


Figura 23-29. Temporizador 555 funcionando en modo monoestable (disparo único).

Cuando el temporizador 555 funciona en modo monoestable, se le denomina a menudo *multivibrador de disparo único* debido a que produce un único pulso por cada disparo. La duración de estos pulsos de salida puede controlarse con precisión con una resistencia y un condensador externos.

El temporizador 555 es un circuito integrado de 8 pines. La Figura 23-29 muestra cuatro de estos pines. El pin 1 está conectado a tierra y el pin 8 a una fuente de tensión positiva. El temporizador 555 puede funcionar con cualquier fuente de alimentación entre +4,5 y +18 V. El disparo entra por el pin 2, y la salida corresponde al pin 3. Los otros pines, no mostrados aquí, están conectados a componentes externos que determinarán la anchura del pulso de salida.

❑ Funcionamiento en astable

El temporizador 555 también puede ser conectado para funcionar como un *multivibrador astable*. Cuando se usa con esta configuración no posee ningún estado estable en el que pueda permanecer indefinidamente. Dicho de otra manera, cuando funciona en modo astable oscilará produciendo un pulso rectangular de salida.

La Figura 23-30 muestra un temporizador 555 funcionando en modo astable. Como se observa, la salida es una serie de pulsos rectangulares. Como no es necesaria una señal de disparo para conseguir esta salida, este modo de funcionamiento es denominado también *multivibrador de oscilación libre*.

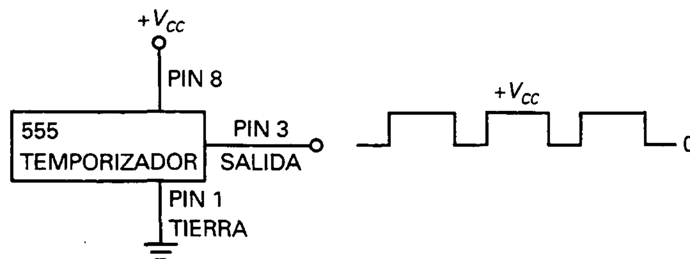


Figura 23-30. Temporizador 555 funcionando en modo astable (oscilación libre).

❑ Diagrama funcional de bloques

El esquema eléctrico de un temporizador 555 es complejo debido a que tiene dos docenas de componentes conectados como diodos, espejos de corriente y transistores. La Figura 23-31 representa un diagrama funcional del temporizador 555. El diagrama contiene todas las ideas básicas necesarias para analizar el temporizador.

Como se muestra en la Figura 23-31, el 555 tiene un divisor de tensión, dos comparadores, un flip-flop *RS* y un transistor *npn*. Como el divisor de tensión tiene las dos resistencias iguales, el comparador superior tiene un punto de conmutación de:

$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3} \tag{23-23}$$

El comparador inferior posee un punto de conmutación con valor:

$$\text{PCI} = \frac{V_{CC}}{3} \tag{23-24}$$

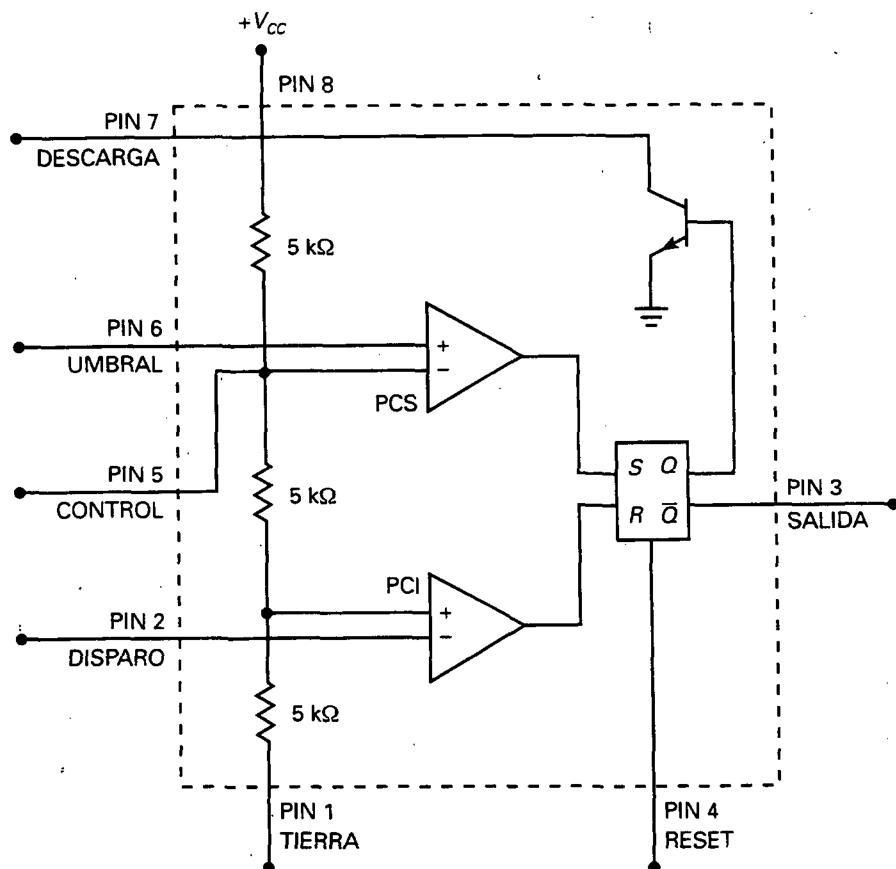


Figura 23-31. Diagrama de bloques fucional simplificado de un temporizador 555.

En la Figura 23-31, el pin 6 está conectado al comparador superior. A la tensión que se aplica en el pin 6 se le llama *umbral*. Esta tensión se aplica desde componentes externos no mostrados aquí. Cuando la *tensión umbral* es mayor que el PCS, el comparador superior tiene su salida a nivel alto.

El pin 2 está conectado al comparador inferior. La tensión que se aplica en este pin se llama *disparador*. Ésta es la tensión de disparo que se usa en el funcionamiento monoestable del temporizador 555. Cuando la tensión de disparo cae por debajo del PCI, el comparador inferior tiene su salida en nivel alto.

El pin 4 se usa para hacer reset y poner a cero la salida. El pin 5 puede emplearse para controlar la frecuencia de la salida en modo astable. En muchas aplicaciones estos dos pines permanecen inactivos. Esto se consigue conectando el pin 4 a $+V_{CC}$ y uniendo el pin 5 a tierra mediante un condensador. Posteriormente se estudiará cómo se usan los pines 4 y 5 en algunos circuitos avanzados.

❑ El *flip-flop RS*

Para poder entender el funcionamiento de un temporizador 555 con componentes externos, antes se debe conocer el funcionamiento del bloque llamado *flip-flop RS*, circuito con dos estados estables.

La Figura 23-32 muestra una forma de construir un *flip-flop RS*. En un circuito como éste, uno de los transistores está saturado mientras el otro permanece en corte. Por ejemplo, si el transistor de la derecha está saturado, su tensión de colector será aproximadamente cero, lo que significa que no hay corriente en la base del transistor de la izquierda. Como resultado, el transistor de la izquierda estará en corte, provocando una tensión alta en el colector. Esta tensión en el colector produce una corriente grande que mantiene el transistor derecho en saturación.

El *flip-flop RS* tiene dos salidas, Q y $\overline{Q}$. Éstas son salidas de dos estados, ambas con niveles alto y bajo. Además, las dos salidas son siempre opuestas. Cuando Q está a nivel bajo, $\overline{Q}$ está en alto, y viceversa. Por esta razón, $\overline{Q}$ es la salida *complementaria de Q*.

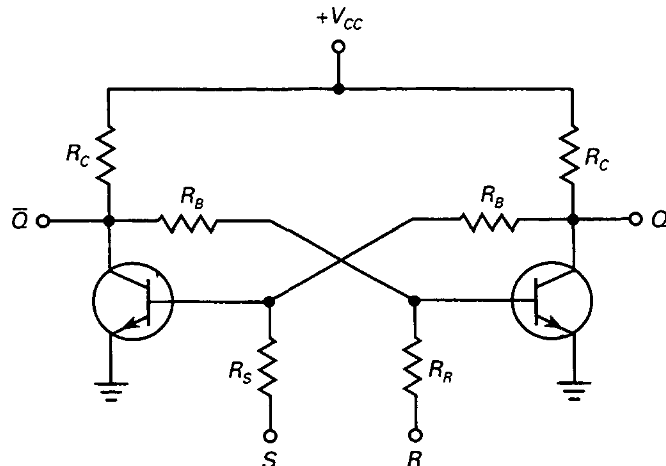


Figura 23-32. *Flip-flop RS* construido con transistores.

Se pueden controlar los estados de salida con las entradas S y R. Si se aplica una tensión suficiente positiva en la entrada S, el transistor izquierdo se saturará. Esto llevará al corte al otro transistor. En este caso, Q estará en nivel alto y $\overline{Q}$ en bajo. Ahora, si se elimina la tensión en S, el transistor izquierdo permanecerá en saturación, manteniendo al derecho en corte.

Similarmente, si se aplica una tensión suficiente positiva en la entrada R, el transistor derecho se saturará y llevará al corte al transistor izquierdo. En estas condiciones, Q estará en nivel bajo y $\overline{Q}$ en alto. Después de este cambio, se puede eliminar la tensión en R, que ya no es necesaria.

Como el circuito es estable en cualquiera de sus estados, se le denomina *multivibrador biestable*. Un multivibrador biestable permanece en alguno de sus dos estados. Un nivel alto en S lleva a Q a nivel alto y un nivel alto en R devuelve a Q a nivel bajo. Q permanece en el estado al que fue llevada hasta que es llevada al estado opuesto.

A este propósito, la entrada S se la conoce como *entrada de set* porque pone la salida Q a nivel alto. A R se la conoce como *entrada de reset*, ya que pone a nivel bajo a Q.

❑ Funcionamiento como monoestable

La Figura 23-33 muestra un temporizador 555 funcionando en modo monoestable. El circuito tiene una resistencia R y un condensador C externos. La tensión del condensador se utiliza como tensión umbral conectado al pin 6. Cuando la señal de disparo llega al pin 2, el circuito produce un pulso de salida rectangular en el pin 3.

Éste es el funcionamiento teórico. Inicialmente, Q está a nivel alto. Esto satura el transistor y descarga el condensador al conectarlo a tierra. El circuito permanecerá en este estado hasta que reciba una señal de disparo. Debido al divisor de tensión, los puntos de conmutación son los hallados anteriormente: PCS = 2/3 V_{CC} y PCI = 1/3 V_{CC}.

Cuando la entrada de disparo cae por debajo de 1/3 V_{CC}, el comparador inferior reinicializa el flip-flop. Como Q cambia a nivel bajo, el transistor pasa a corte, permitiendo que se cargue el condensador. En este momento, $\overline{Q}$ cambia a nivel alto. El condensador se carga exponencialmente. Cuando la tensión de éste sea ligeramente superior a 2/3 V_{CC}, el comparador superior pone a nivel alto al *flip-flop*. El nivel alto de Q satura al transistor, lo que descarga casi instantáneamente al condensador. Al mismo tiempo, $\overline{Q}$ vuelve a nivel bajo y el pulso de salida termina. $\overline{Q}$ permanecerá en este estado hasta que aparezca una nueva señal de disparo.

La salida complementaria $\overline{Q}$ aparece en el pin 3. La anchura del pulso rectangular depende del tiempo que tarde en cargarse el condensador a través de la resistencia R. La constante de tiempo será mayor cuanto más tiempo tarde el condensador en alcanzar la tensión 2/3 V_{CC}. En una constante de tiempo el condensador se cargará en un 63,2 por 100 de V_{CC}. Como 2/3 V_{CC} es equivalente a un 66,7 por 100 de V_{CC}, la tensión que alcanza el condensador el ligeramente inferior a ésta. Resolviendo esta ecuación de carga exponencial, es posible conseguir la siguiente ecuación para la anchura del pulso:

$$W = 1{,}1\ RC \qquad (23\text{-}25)$$

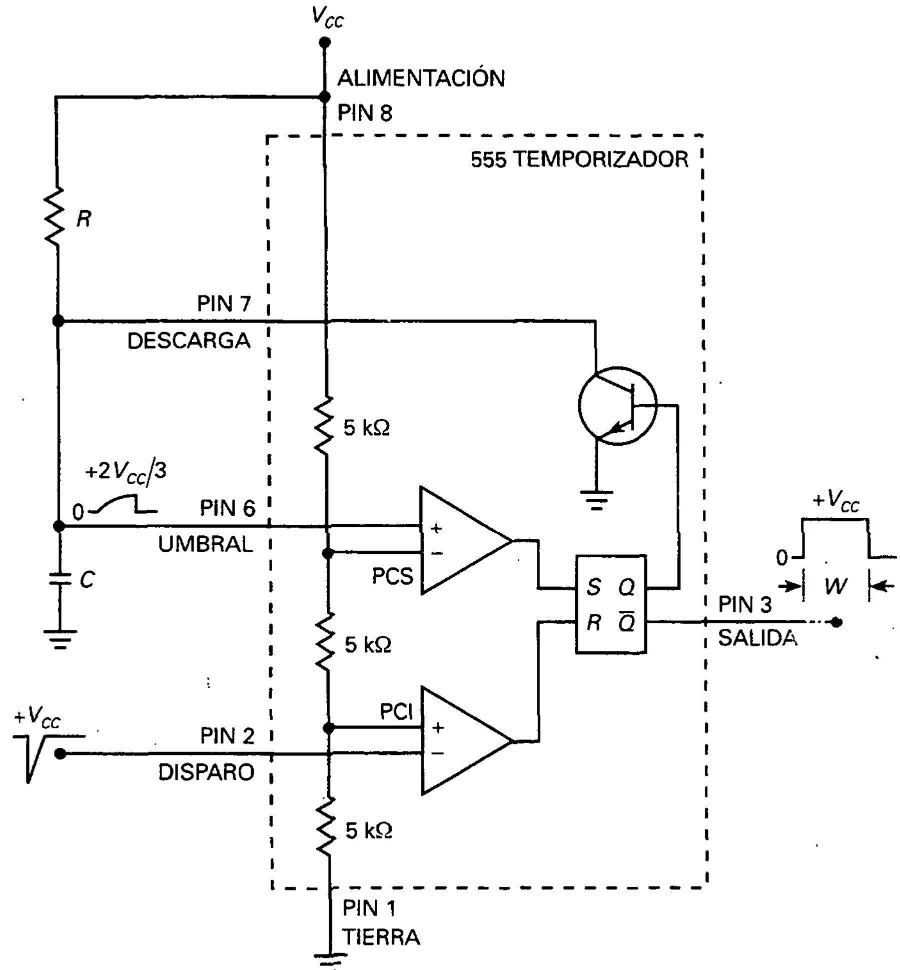
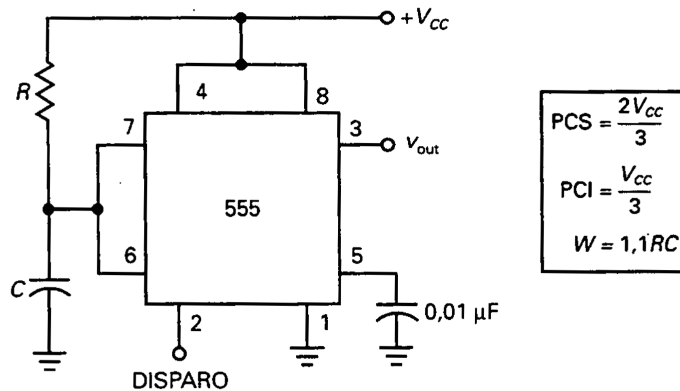


Figura 23-33. Temporizador 555 configurado para funcionamiento en modo monoestable.

La Figura 23-34 muestra un diagrama esquemático para un circuito 555 en modo monoestable como normalmente aparece. Sólo se muestran los pines y los componentes externos. Obsérvese cómo el pin 4 (reset) está conectado a V_{CC}. Como se discutió anteriormente, esto previene que el pin 4 actúe sobre el circuito. En algunas aplicaciones, el pin 4 se pone a tierra para suspender temporalmente el funcionamiento. Cuando se conecta de nuevo a la tensión, se reanuda el funcionamiento. En un tratamiento posterior se describirá este tipo de reset con más detalle.

El pin 5 (control) es una entrada especial que puede usarse para cambiar el PCS, lo que cambia la anchura del pulso. Posteriormente se tratará la *modulación de la anchura del pulso*, en la cual se aplica una tensión externa al pin 5 para cambiar la anchura del pulso. Por ahora, se conectará a tierra a través de un condensador de desacoplo. De esta forma, se previenen pérdidas por ruido electromagnético que interfieran en el funcionamiento del 555.



$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$PCI = \frac{V_{CC}}{3}$$

$$W = 1,1RC$$

Figura 23-34. Circuito temporizador monoestable.

En resumen, el temporizador 555 en modo monoestable produce un único pulso con una anchura que vendrá determinada por los valores de R y C externas en la Figura 23-34. El pulso comenzará con el flanco de bajada de la señal de disparo. El funcionamiento con un solo disparo tiene numerosas aplicaciones en circuitos digitales y de conmutación.

EJEMPLO 23-6

En la Figura 23-34, V_{CC} = 12 V, R = 33 kΩ y C = 0,47 μF. ¿Cuál es la tensión mínima de disparo que produce un pulso en la salida? ¿Cuál es la máxima tensión en el condensador? ¿Cuánto vale la anchura del pulso?

SOLUCIÓN

Como muestra la Figura 23-33, el comparador inferior tiene un PCI. Por tanto, la entrada de disparo del pin 2 debe caer desde +V_{CC} a una tensión ligeramente inferior al PCI. Con las ecuaciones de la Figura 23-34:

$$PCI = \frac{12\ V}{3} = 4\ V$$

Después de la señal de disparo, el condensador se carga desde 0 V hasta el máximo del PCS, el cual vale:

$$PCS = \frac{2(12\ V)}{3} = 8\ V$$

La anchura del pulso de la señal de salida es:

$$W = 1,1(33\ k\Omega)(0,47\ \mu F) = 17,1\ ms$$

Esto quiere decir que el flanco de subida del pulso de salida sucede 17,1 ms después de la señal de disparo. Podemos pensar en estos 17,1 ms como un retardo de tiempo, ya que se puede usar el flanco de bajada del pulso de salida como disparador de otro circuito.

EJEMPLO 23-7

¿Cuánto vale la anchura del pulso de la Figura 23-34 si $R = 10\ \text{M}\Omega$ y $C = 470\ \mu\text{F}$?

SOLUCIÓN

$$W = 1{,}1(10\ \text{M}\Omega)(470\ \mu\text{F}) = 5.170\ \text{s} = 86{,}2\ \text{min} = 1{,}44\ \text{h}$$

Aquí tenemos un pulso con anchura superior a una hora. El flanco de subida del pulso sucede después de un retardo de 1,44 horas.

23-8. FUNCIONAMIENTO DEL TEMPORIZADOR 555 EN MODO ASTABLE

Generar retardos desde milisegundos a horas es común en muchas aplicaciones. El temporizador 555 también puede utilizarse como multivibrador de oscilación libre. En este modo, se requieren dos resistencias externas y un condensador para establecer la frecuencia de oscilación.

❑ Funcionamiento como astable

La Figura 23-35 muestra el temporizador 555 conectado en funcionamiento astable. Los puntos de conmutación son los mismos que en modo monoestable:

$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$\text{PCI} = \frac{V_{CC}}{3}$$

Cuando Q está a nivel bajo, el transistor está en corte y el condensador se carga a través de la resistencia total de:

$$R = R_1 + R_2$$

Debido a ello, la constante de tiempo de carga es $(R_1 + R_2)C$. Como el condensador está cargado, la tensión umbral del pin 6 aumenta.

Con el tiempo, la tensión umbral superará el valor de 2/3 V_{CC}. Entonces, el comparador superior activa el *flip-flop*. Con Q a nivel alto, el transistor se

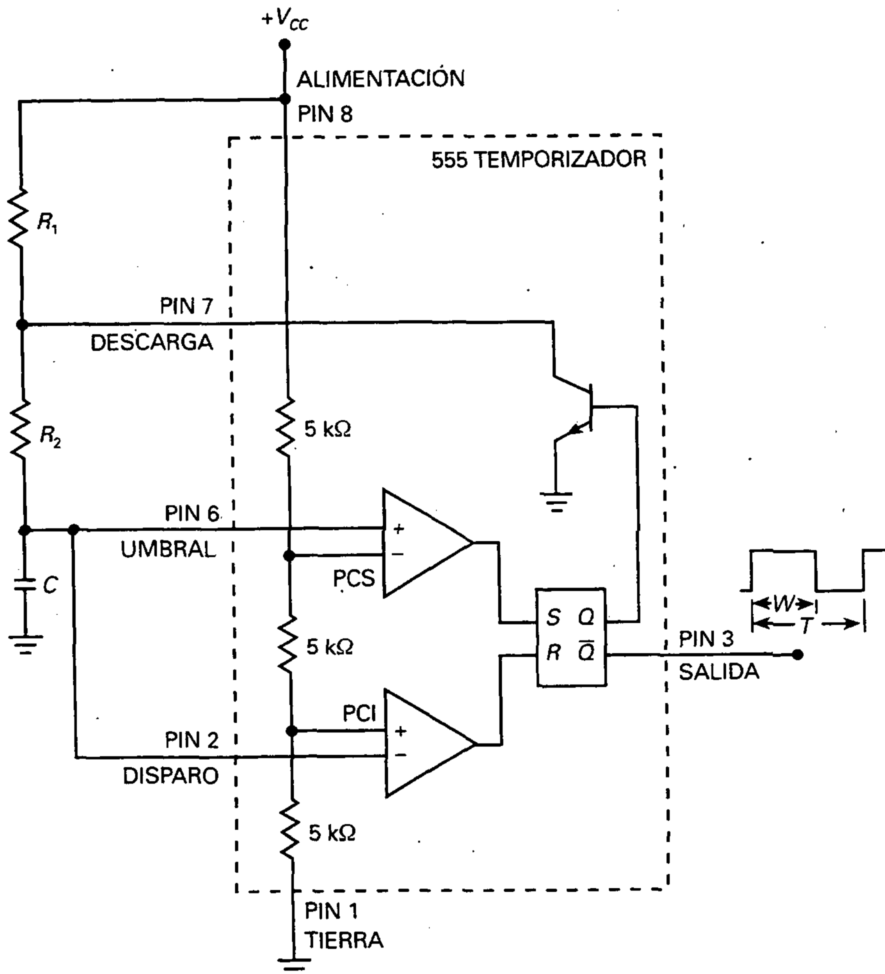


Figura 23-35. Temporizador 555 configurado para funcionamiento en modo astable.

satura y pone a tierra al pin 7. El condensador se descarga a través de R_2. La constante de descarga será R_2C. Cuando la tensión del condensador alcance un valor ligeramente inferior a 1/3 V_{CC}, el comparador inferior hará reset en el *flip-flop*.

La Figura 22-36 muestra la forma de onda. El condensador de temporización tiene una tensión exponencial creciente y decreciente entre los valores PCS y PCI. La salida es una señal rectangular que oscila entre 0 y V_{CC}. Como la constante de tiempo de carga es mayor que la de descarga, la salida no es simétrica. Dependiendo de las resistencias R_1 y R_2, el ciclo de trabajo está ente el 50 y el 100 por 100.

Analizando las ecuaciones de carga y descarga, se obtienen la siguientes ecuaciones. La anchura del pulso viene dada por:

$$W = 0{,}693(R_1 + R_2)C \qquad (23\text{-}26)$$

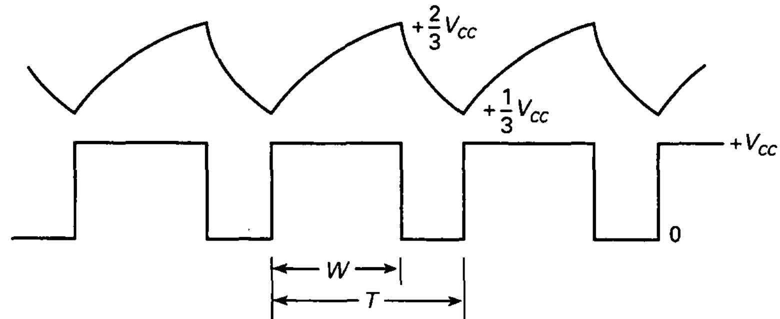


Figura 23-36. Forma de onda del condensador y de la salida en funcionamiento astable.

El período de la señal de salida es:

$$T = 0{,}693(R_1 + 2R_2)C \tag{23-27}$$

Con la inversa del período se obtiene la frecuencia:

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C} \tag{23-28}$$

Dividiendo la anchura del pulso entre el período se obtiene el ciclo de trabajo:

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \tag{23-29}$$

Cuando R_1 es mucho mayor que R_2, el ciclo de trabajo se aproxima al 50 por 100. Consecuentemente, cuando R_2 es mucho mayor que R_1, el ciclo de trabajo se aproxima al 100 por 100.

La Figura 23-37 presenta el temporizador 555 como generalmente aparece en un circuito eléctrico. Observe de nuevo cómo el pin 4 (reset) está conectado a la tensión de alimentación y cómo el pin 5 (control) está conectado a masa a través de un condensador de desacoplo de 0,01 μF.

❑ Oscilador controlado por tensión

En la Figura 23-38*a* se ve un *oscilador controlado por tensión* (*voltage-controlled oscillator, VCO*), otra aplicación del temporizador 555. El circuito se denomina en ocasiones *convertidor de tensión a frecuencia*, ya que una tensión de entrada puede cambiar la frecuencia de salida. La forma en que trabaja el circuito es la siguiente. Recuerde que el pin 5 está conectado a la entrada inversora del comparador superior (Fig. 23-31). Normalmente, el pin 5 está conectado a tierra a través de un condensador, con lo que el PCS es igual a 2/3 V_{CC}. En la Figura 23-38*a*, sin embargo, debido al potencióme-

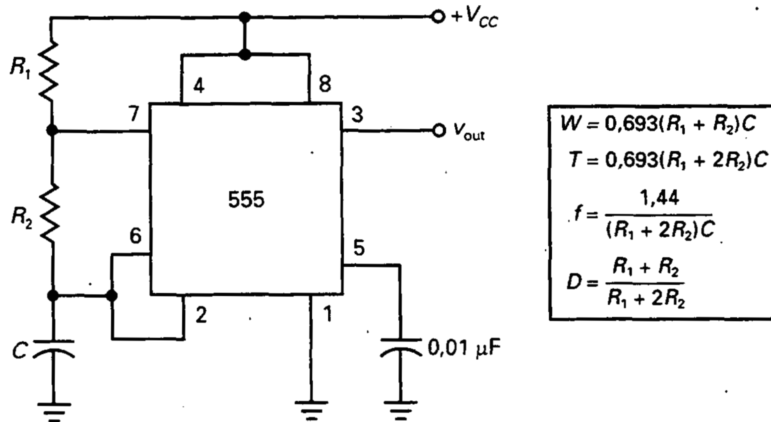


Figura 23-37. Multivibrador astable.

tro, se modifica la tensión interna. En otras palabras, PCS es igual a V_{con}. Ajustando el potenciómetro, se puede variar PCS entre 0 y V_{CC}.

La Figura 23-38*b* muestra la tensión en extremos del condensador de temporización. Obsérvese que varía entre $+V_{con}/2$ y un valor máximo de $+V_{con}$. Si incrementamos V_{con}, el condensador tarda más en cargarse, con lo que disminuye la frecuencia. Como resultado, se puede cambiar la frecuencia del circuito variando la tensión de control. Hay que decir, además, que la tensión de control se puede tomar de un potenciómetro; la salida, de

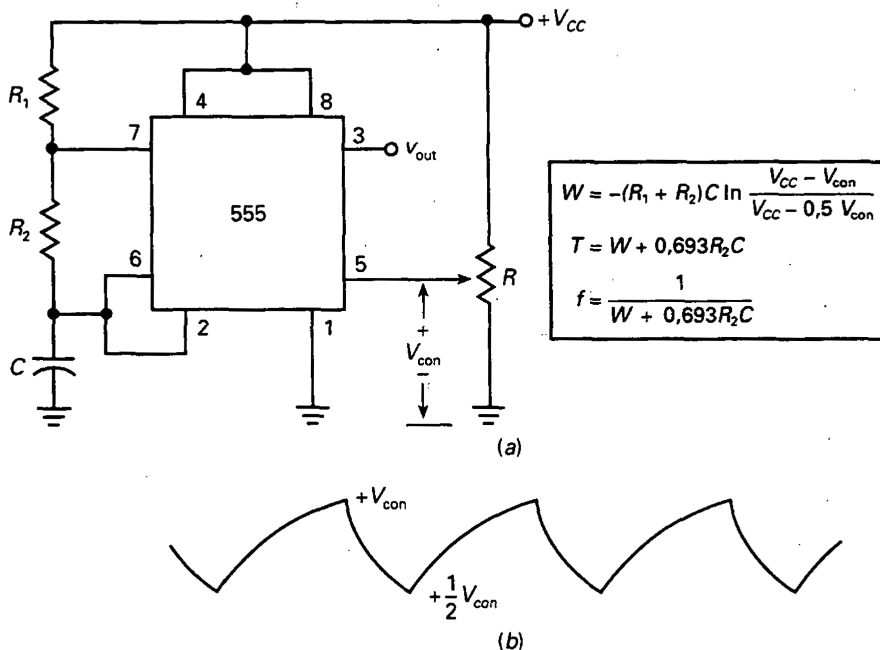


Figura 23-38. *a*) Oscilador controlado por tensión; *b*) forma de onda en el condensador de temporización.

un circuito de transistores, un amplificador operacional o cualquier otro dispositivo.

Analizando la carga y descarga exponencial del condensador, se obtienen estas ecuaciones:

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{con}}{V_{CC} - 0{,}5\ V_{con}} \tag{23-30}$$

Para usar esta ecuación, se necesita hallar el *logaritmo natural* o logaritmo en base *e*. En una calculadora científica corresponde a la tecla *ln*. El período viene dado por:

$$T = W + 0{,}693R_2C \tag{23-31}$$

Y la frecuencia por:

$$f = \frac{1}{W + 0{,}693R_2C} \tag{23-32}$$

EJEMPLO 23-8

El temporizador 555 de la Figura 23-37 tiene $R_1 = 75\ k\Omega$, $R_2 = 30\ k\Omega$ y $C = 47$ nF. ¿Cuánto vale la frecuencia de la señal de salida? ¿Cuál es el ciclo de trabajo?

SOLUCIÓN

Con las ecuaciones de la Figura 23-37:

$$f = \frac{1{,}44}{(75\ k\Omega + 60\ k\Omega)(47\ nF)} = 227\ Hz$$

$$D = \frac{77\ k\Omega + 30\ k\Omega}{75\ k\Omega + 60\ k\Omega} = 0{,}778$$

Esto equivale a un 77,8 por 100.

EJEMPLO 23-9

El VCO de la Figura 23-38*a* tiene las mismas R_1, R_2 y C que el ejemplo anterior. ¿Cuál es la frecuencia y el ciclo de trabajo para $V_{con} = 11$ V? ¿Cuál es la frecuencia y el ciclo de trabajo para $V_{con} = 1$ V?

SOLUCIÓN

Usando las ecuaciones de la Figura 23-38:

$$W = -(75\ k\Omega + 30\ k\Omega)(47\ nF)\ \ln \frac{12\ V - 11\ V}{12\ V - 5{,}5\ V} = 9{,}24\ ms$$

$$T = 9{,}24\ ms + 0{,}693(30\ k\Omega)(47\ nF) = 10{,}2\ ms$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{W}{T} = \frac{9{,}24\ ms}{10{,}2\ ms} = 0{,}906$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10{,}2\ ms} = 98\ Hz$$

Cuando $V_{con} = 1$ V, los cálculos nos dan:

$$W = -(75\ k\Omega + 30\ k\Omega)(47\ nF)\ \ln \frac{12\ V - 1\ V}{12\ V - 0{,}5\ V} = 0{,}219\ ms$$

$$T = 0{,}219\ ms + 0{,}693(30\ k\Omega)(47\ nF) = 1{,}2\ ms$$

$$D = \frac{W}{T} = \frac{0{,}219\ ms}{1{,}2\ ms} = 0{,}183$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1{,}2\ ms} \approx 833\ Hz$$

23-9. CIRCUITOS CON EL 555

La etapa de salida de un temporizador 555 puede proveer 200 mA. Esto quiere decir que una salida de nivel alto puede producir una corriente de carga de 200 mA. Por esto, el temporizador 555 puede alimentar cargas relativamente grandes como relés, lámparas y altavoces. La etapa de salida de un 555 puede también absorber 200 mA. Es decir, la salida de nivel bajo puede admitir 200 mA para llevarlos a tierra. Por ejemplo, cuando un 555 excita una carga TTL, alimenta de corriente cuando la salida está a nivel alto y absorbe corriente cuando la salida está a nivel bajo. En esta sección se estudiarán algunas aplicaciones del temporizador 555.

❑ Arranque (START) y reinicio (RESET)

La Figura 23-39 muestra un circuito con unas cuantas modificaciones sobre la configuración en modo monoestable del 555. Para empezar, la entrada de disparo (pin 2) se controla desde un interruptor (START). Como el interrup-

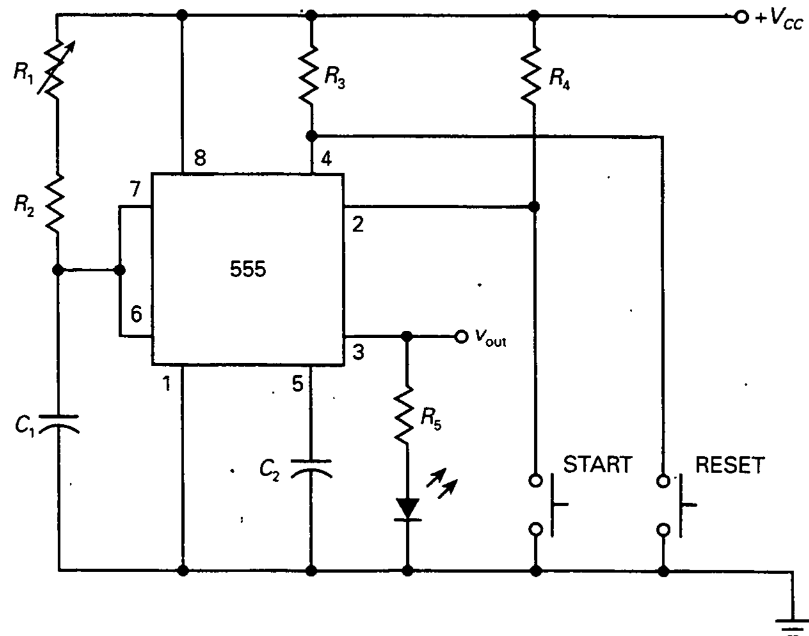


Figura 23-39. Temporizador monoestable con pulso ajustable por pulsadores de START y RESET.

tor está normalmente abierto, el pin 2 está en nivel alto y el circuito permanece inactivo.

Cuando alguien pulsa y mantiene el interruptor START, el pin 2 se conecta temporalmente a tierra. Por tanto, la salida cambia a nivel alto y se enciende el LED. El condensador C_1 se carga positivamente, como se describió anteriormente. La constante de tiempo de carga se puede variar con R_1. De esta forma, se pueden obtener retardos de tiempo desde segundos a horas. Cuando la tensión del condensador es ligeramente superior que 2/3 V_{CC}, el circuito se reinicializa y la salida vuelve a nivel bajo. Cuando esto sucede, se apaga el LED.

El pulsador de RESET puede usarse en cualquier momento para reinicializar el circuito durante la salida del pulso. Como el interruptor está normalmente abierto, el pin 4 está a nivel alto y no afecta al funcionamiento del temporizador. Cuando se cierra el interruptor de RESET, el pin 4 se pone a tierra y la salida se reinicializa a cero. Se incluye el interruptor de RESET para que el usuario pueda terminar la salida del pulso a conveniencia. Por ejemplo, si la anchura del pulso de salida se establece a 5 minutos, el usuario puede terminar el pulso prematuramente pulsando el botón de RESET.

Por cierto, la señal de salida v_{out} puede servir para excitar un relé, un FET, un timbre, etc. El LED sirve como indicador de que la salida en nivel alto está alimentando a otros circuitos.

❑ Sirenas y alarmas

La Figura 23-40 muestra cómo usar un 555 en configuración astable como una sirena o alarma. Normalmente, el interruptor de alarma está cerrado, lo

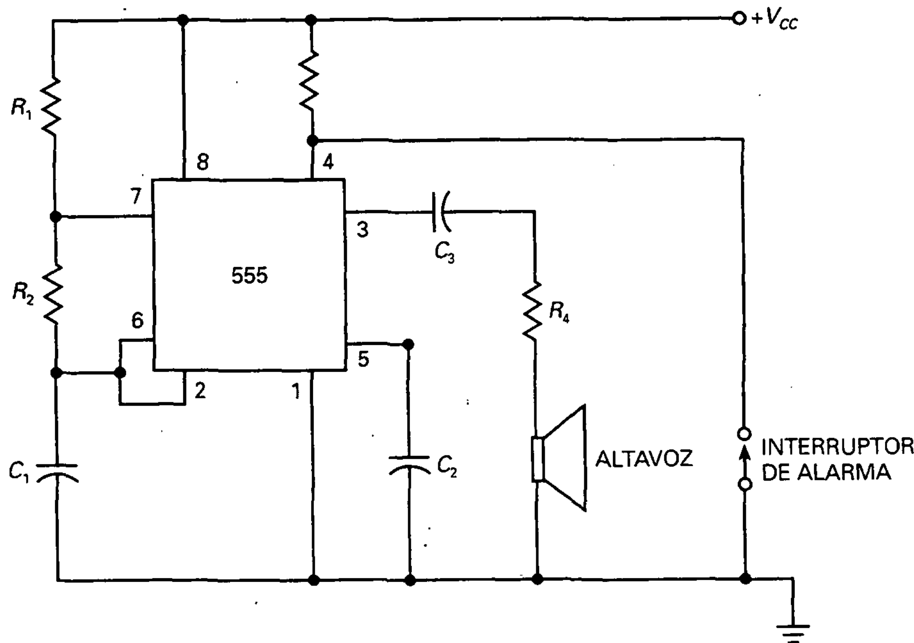


Figura 23-40. Circuito 555 astable funcionando como sirena o alarma.

que pone el pin 4 a tierra. En este caso, el temporizador 555 permanece inactivo y no hay salida. Cuando el interruptor de alarma se abre, el circuito producirá una señal de pulso rectangular con frecuencia determinada por R_1, R_2 y C_1.

La salida del pin 3 hace funcionar el altavoz a través de la resistencia R_4. El tamaño de la resistencia depende de la fuente de alimentación y de la impedancia del altavoz. La impedancia de la rama de R_4 y el altavoz estará limitada por la corriente máxima que es capaz de producir en su salida el temporizador 555, es decir, 200 mA.

El circuito de la Figura 23-40 se puede modificar para conseguir una salida de mayor potencia hacia el altavoz. Por ejemplo, se puede usar la salida del pin 3 para alimentar un amplificador de potencia de clase B en contrafase, cuya salida alimentará al altavoz.

❑ Modulación de anchura de pulso

La Figura 23-41 muestra un circuito funcionando como *modulador de anchura de pulso*. El temporizador 555 está conectado en modo monoestable. Los valores de R, C, PCS y V_{CC} determinan la anchura de pulso según la ecuación:

$$W = -RC \ln\left(1 - \frac{\text{PCS}}{V_{CC}}\right) \qquad (23\text{-}33)$$

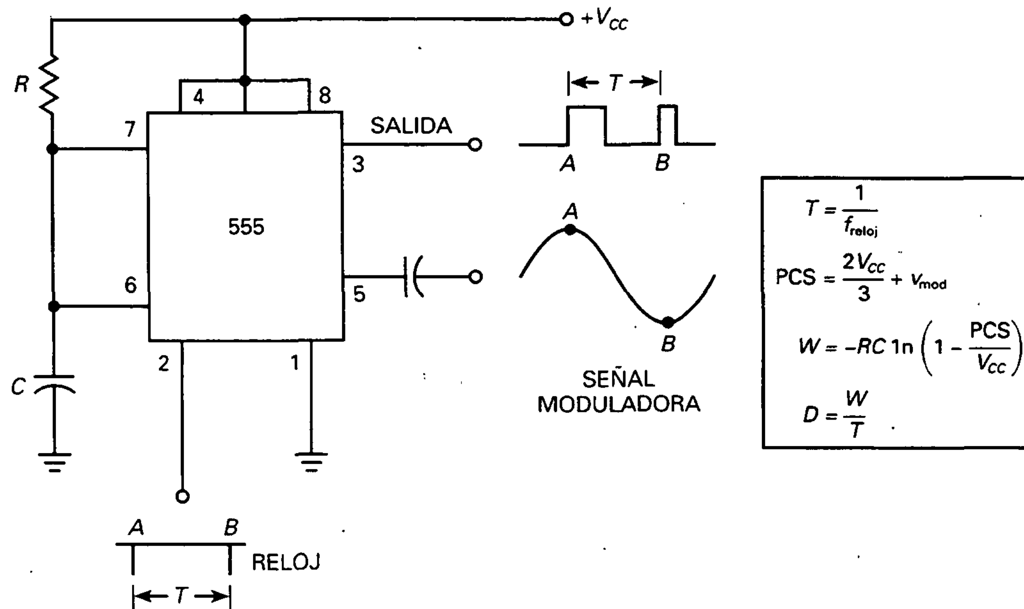


Figura 23-41. Temporizador 555 configurado como modulador de anchura de pulso.

Se conecta una señal de baja frecuencia denominada *señal moduladora* mediante un condensador al pin 5. Esta señal moduladora puede ser de voz o datos. Como el pin 5 controla el valor del PCS, v_{mod} se suma a este valor. De esta forma, el PCS instantáneo viene dado por:

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod} \qquad (23\text{-}34)$$

Por ejemplo, si $V_{CC} = 12$ V y la señal moduladora tiene un valor de pico de 1 V, entonces aplicando la Ecuación (23-31):

$$PCS_{máx} = 8 \text{ V} + 1 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$PCS_{mín} = 8 \text{ V} - 1 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

lo que indica que el valor instantáneo de PCS varía sinusoidalmente entre 7 y 9 V.

La entrada del pin 2 es una sucesión de pulsos o disparos llamada *reloj*. Cada disparo produce un pulso en la salida. Como el período de los disparos es T, la salida estará compuesta de una serie de pulsos del mismo período. La señal moduladora no afecta a este período, pero hace variar la anchura de cada pulso. En el punto A, el pico positivo de la señal moduladora, la señal de salida tendrá una anchura como se muestra en la figura. En el punto B, pico negativo de la señal moduladora, el pulso de salida será más estrecho.

El modulador en anchura de pulso se utiliza en comunicaciones. Permite a una señal modulada a baja frecuencia (de voz o datos) cambiar el ancho del pulso de una señal de frecuencia alta llamada *portadora.* La portadora

modulada puede ser transmitida a través de cable de cobre, fibra óptica o a través del espacio a un receptor.

❑ Modulación de posición de pulso

Con un modulador de anchura de pulso, se cambia el ancho pero el pulso permanece constante, dado que su frecuencia la determinan los disparos de entrada. Como el período es fijo, la posición de cada pulso es la misma, lo cual significa que el flanco de subida del pulso ocurre siempre después de un período fijo de tiempo.

La *modulación de posición de pulso* es diferente. Con este tipo de modulación, la posición (flanco de subida) de cada pulso cambia. Con la modulación de posición de pulso varían la anchura y la posición del pulso con la señal modulada.

La Figura 23-42*a* muestra un *modulador de posición de pulso.* Es similar al modulador de anchura de pulso estudiado anteriormente. Como la señal moduladora está acoplada al pin 5, el valor instantáneo del PCS viene dado por la Ecuación (23-34):

$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod}$$

Cuando la señal moduladora aumenta, PCS aumenta y, consecuentemente, la anchura del pulso aumenta. Ocurre al contrario cuando la señal modula-

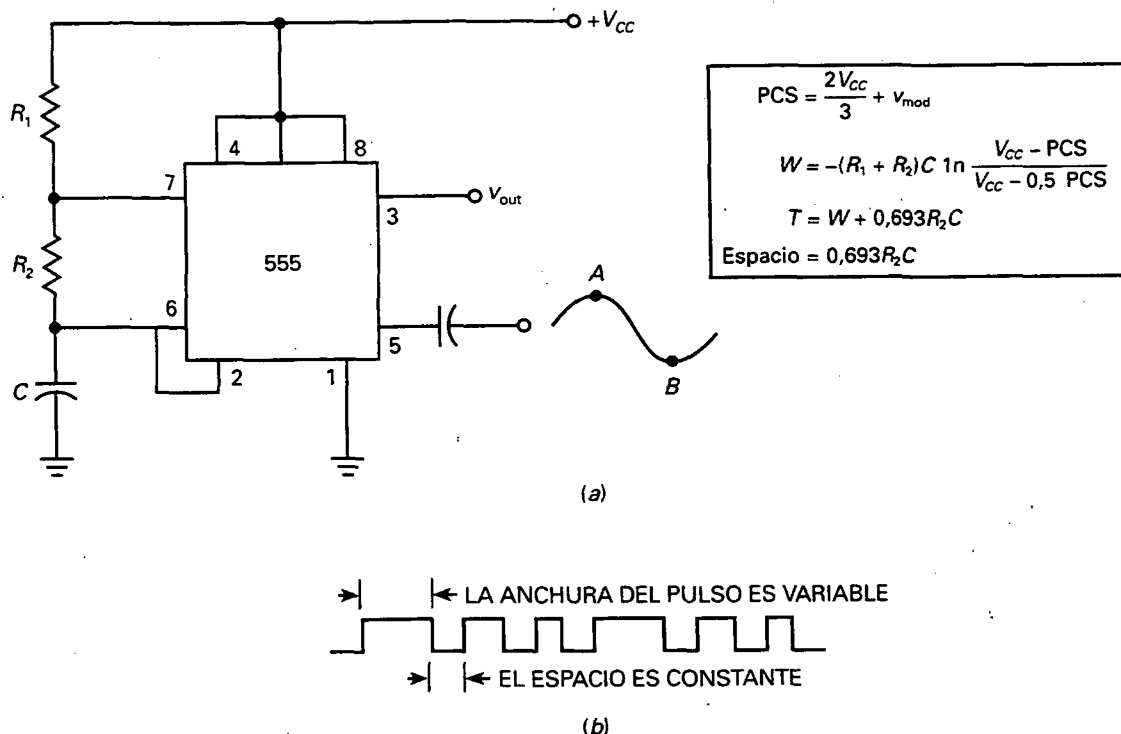


Figura 23-42. Temporizador 555 configurado como modulador de posición de pulso.

dora disminuye. Esto explica la variación de la anchura del pulso, como se muestra en al Figura 23-42*b*.

Las ecuaciones de la anchura del pulso y del período son:

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - \text{PCS}}{V_{CC} - 0{,}5\ \text{PCS}} \quad (23\text{-}35)$$

$$T = W + 0{,}693R_2C \quad (23\text{-}36)$$

En la Ecuación (23-36), el segundo término es el *espacio* entre pulsos:

$$\text{Espacio} = 0{,}693R_2C \quad (23\text{-}37)$$

Este espacio es el tiempo entre el flanco de bajada de un pulso y el de subida del siguiente. Como V_{con} no aparece en la Ecuación (23-37), el espacio entre pulsos es constante, como muestra la Figura 23-42*b*.

Como el espacio es constante, la posición del flanco de subida de cualquier pulso depende del ancho del pulso precedente. Por esto este tipo de modulación se llama *modulación de posición de pulso*. Como la anterior modulación, se utiliza en comunicaciones de sistemas o transferencia de voz o datos.

❑ Generador de rampa

Si se carga un condensador a través de una resistencia se produce una forma de onda exponencial. Si se usa una fuente de corriente constante en vez de la resistencia, la tensión del condensador es una rampa. Ésta es la idea que hay detrás del circuito de la Figura 23-43*a*. Se ha sustituido la resistencia de un circuito en configuración monoestable por un transistor *pnp* como fuente de corriente que produce una corriente de carga constante de:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (23\text{-}38)$$

Cuando una señal de disparo arranca el temporizador monoestable, el transistor *pnp* fuerza una corriente de carga en el condensador. Por tanto, la tensión a través del condensador es una rampa, como se muestra en la Figura 23-43*b*. La pendiente S de la rampa viene dada por:

$$S = \frac{I_C}{C} \quad (23\text{-}39)$$

Como la tensión del condensador tiene un máximo en 2/3 V_{CC} antes de que se descargue, el valor del pico de la rampa mostrada en la Figura 23-43*b* es:

$$V = \frac{2V_{CC}}{3} \quad (23\text{-}40)$$

y la duración T de la misma es:

$$T = \frac{2V_{CC}}{3S} \quad (23\text{-}41)$$

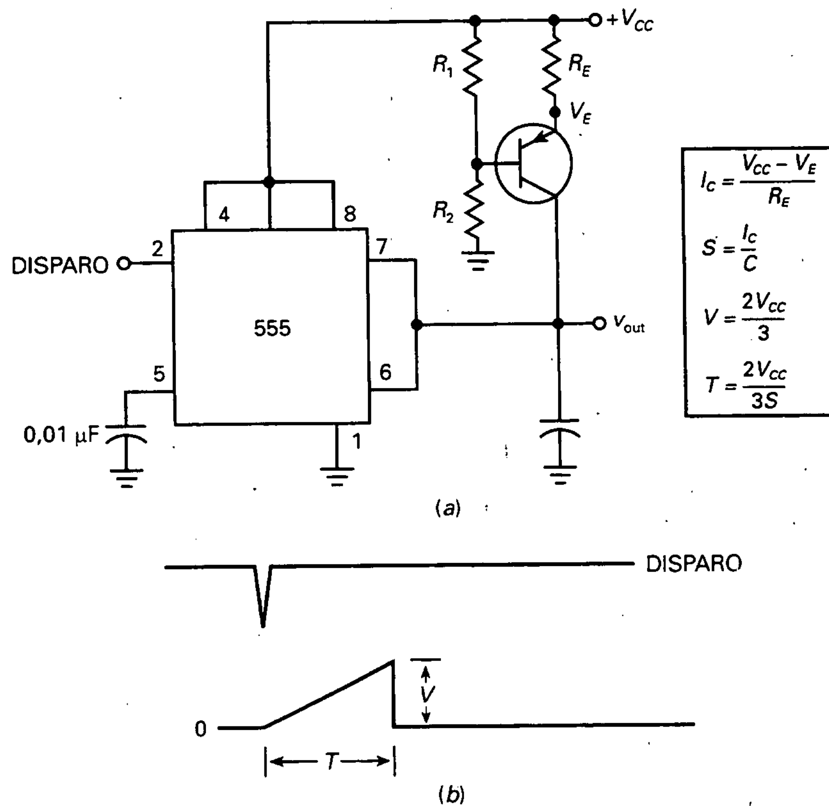


Figura 23-43. *a*) El transistor bipolar y el temporizador 555 producen una salida en rampa; *b*) forma de onda de la señal de disparo y la rampa.

EJEMPLO 23-10

Un modulador de anchura de pulso como el de la Figura 23-41 tiene unos valores para V_{CC} = 12 V, R = 9,1 kΩ y C = 0,01 µF. El reloj tiene una frecuencia de 2,5 kHz. Si la señal moduladora tiene un valor de pico de 2 V, ¿cuál es el período de los pulsos en la salida? ¿Cuál es la anchura del pulso sin señal moduladora? ¿Cuánto valen las anchuras máxima y mínima de los pulsos? ¿Y el ciclo de trabajo máximo y mínimo?

SOLUCIÓN

El período de salida del pulso es igual al período del reloj:

$$T = \frac{1}{2{,}5\text{ kHz}} = 400\ \mu\text{s}$$

La anchura del pulso sin señal moduladora es:

$$W = 1{,}1RC = 1{,}1(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23-34) se calcula los valores máximo y mínimo para PCS:

$$PCS_{mín} = 8\text{ V} - 2\text{ V} = 6\text{ V}$$

$$PCS_{máx} = 8\text{ V} + 2\text{ V} = 10\text{ V}$$

Ahora calculamos los valores mínimo y máximo de anchura de los pulsos:

$$W_{mín} = -(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ \ln\left(1 - \frac{6\text{ V}}{12\text{ V}}\right) = 63{,}1\ \mu\text{s}$$

$$W_{máx} = -(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ \ln\left(1 - \frac{10\text{ V}}{12\text{ V}}\right) = 163\ \mu\text{s}$$

Los ciclos de trabajo mínimo y máximo serán:

$$D_{mín} = \frac{63{,}1\ \mu\text{s}}{400\ \mu\text{s}} = 0{,}158$$

$$D_{máx} = \frac{163\ \mu\text{s}}{400\ \mu\text{s}} = 0{,}408$$

EJEMPLO 23-11

Un modulador de posición de pulso como el de la Figura 23-42 tiene unos valores para $V_{CC} = 12$ V, $R_1 = 3{,}9$ kΩ, $R_2 = 3$ kΩ y $C = 0{,}01$ µF. ¿Cuánto vale la anchura del pulso de salida sin señal moduladora y el período? Si la señal moduladora tiene un valor de pico de 1,5 V, ¿cuáles son las anchuras mínimas y máximas del pulso? ¿Cuál es el espacio entre pulsos?

SOLUCIÓN

Sin señal moduladora, el período de los pulsos de salida son los mismos que los del temporizador 555 en modo astable. Con las Ecuaciones (23-26) y (23-27), los calculamos:

$$W = 0{,}693(3{,}9\text{ k}\Omega + 3\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 47{,}8\ \mu\text{s}$$

$$T = 0{,}693(3{,}9\text{ k}\Omega + 6\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 68{,}6\ \mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23-34) calculamos los valores mínimo y máximo de PCS:

$$PCS_{mín} = 8\text{ V} - 1{,}5\text{ V} = 6{,}5\text{ V}$$

$$PCS_{máx} = 8\text{ V} + 1{,}5\text{ V} = 9{,}5\text{ V}$$

Con la Ecuación (23-35) los valores mínimo y máximo de anchura de los pulsos serán:

$$W_{mín} = -(3{,}9\ k\Omega + 3\ k\Omega)(0{,}01\ \mu F)\ \ln \frac{12\ V - 6{,}5\ V}{12\ V - 3{,}25\ V} = 32\ \mu s$$

$$W_{máx} = -(3{,}9\ k\Omega + 3\ k\Omega)(0{,}01\ \mu F)\ \ln \frac{12\ V - 9{,}5\ V}{12\ V - 4{,}75\ V} = 73{,}5\ \mu s$$

Con la Ecuación (23-36) obtenemos los valores mínimo y máximo del período:

$$T_{mín} = 32\ \mu s + 0{,}693(3\ k\Omega)(0{,}01\ \mu F) = 52{,}8\ \mu s$$

$$T_{máx} = 73{,}5\ \mu s + 0{,}693(3\ k\Omega)(0{,}01\ \mu F) = 94{,}3\ \mu s$$

El espacio entre el flanco de bajada y el de subida del siguiente pulso es:

$$\text{Espacio} = 0{,}693(3\ k\Omega)(0{,}01\ \mu F) = 20{,}8\ \mu s$$

EJEMPLO 23-12

El generador de rampa de la Figura 23-43 tiene una corriente constante de colector de 1 mA. Si $V_{CC} = 15$ V y $C = 100$ nF, ¿cuánto vale la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuánto vale su pico? ¿Cuál es su duración?

SOLUCIÓN

La pendiente es:

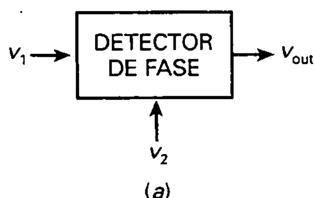
$$S = \frac{1\ mA}{100\ nF} = 10\ V/ms$$

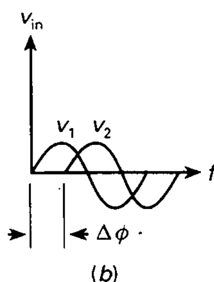
El pico valdrá:

$$V = \frac{2(15\ V)}{3} = 10\ V$$

La duración de la rampa será:

$$T = \frac{2(15\ V)}{3(10\ V/ms)} = 1\ ms$$





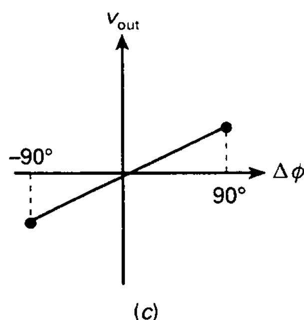


Figura 23-44. *a*) El detector de fase tiene dos señales de entrada y una de salida; *b*) señales sinusoidales de la misma frecuencia y fase distinta; *c*) la salida del detector de fase es directamente proporcional a la diferencia de fase.

23-10. BUCLE ENGANCHADO EN FASE *(PLL)*

Un *bucle enganchado en fase (PLL)* consta de un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro paso bajo y un oscilador controlado por tensión. Cuando una señal de frecuencia f_{in} llega a un PLL su oscilador controlado por tensión producirá una salida de frecuencia igual a f_{in}.

❑ Detector de fase

La Figura 23-44*a* muestra un *detector de fase*, la primera etapa de un PLL. Este circuito produce una tensión de salida proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. Por ejemplo, la Figura 23-44*b* muestra dos señales con una diferencia de fase de $\Delta\phi$. El detector de fase responde a esta diferencia con una tensión de salida proporcional a $\Delta\phi$, como muestra la Figura 23-44*c*.

Cuando v_1 adelanta a v_2, como muestra la Figura 23-44*b*, $\Delta\phi$ es positivo. Si v_1 se retrasa con respecto a v_2, $\Delta\phi$ será negativo. El detector de fase típico produce una respuesta lineal entre −90° y +90°, como muestra la Figura 23-44*c*. Como se observa, la salida del detector de fase es cero cuando $\Delta\phi = 0°$. Cuando $\Delta\phi$ está entre 0° y 90°, la tensión de salida es positiva. Entre 0° y −90°, será negativa. La idea clave es que el detector de fase produce una tensión de salida directamente proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada.

❑ Oscilador controlado por tensión (VCO)

En la Figura 23-45*a* la tensión de entrada v_{in} al oscilador controlado por tensión determina la frecuencia de salida f_{out}. Un oscilador controlado por tensión típico puede variar dentro de un rango de frecuencias de 10:1. Además, la variación es lineal, como se muestra en la Figura 23-45*b*. Cuando la tensión de entrada es cero, el oscilador controlado por tensión tiene una frecuencia natural f_0. Cuando la tensión sea positiva, la frecuencia será mayor que f_0. Si es negativa, será menor que f_0.

❑ Diagrama de bloques de un PLL

La Figura 23-46 es el diagrama de bloques de un PLL. El detector de fase produce una tensión continua proporcional a la diferencia de fases de las dos

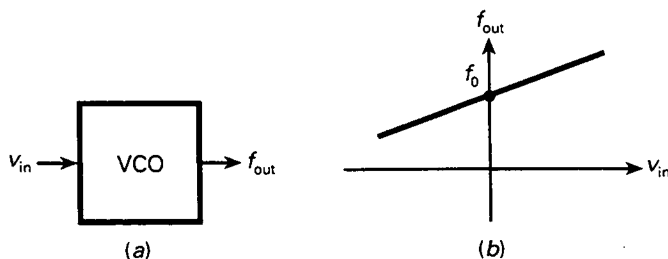


Figura 23-45. *a*) La tensión de entrada controla la frecuencia a la salida del VCO; *b*) la frecuencia de salida es directamente proporcional a la tensión de entrada.

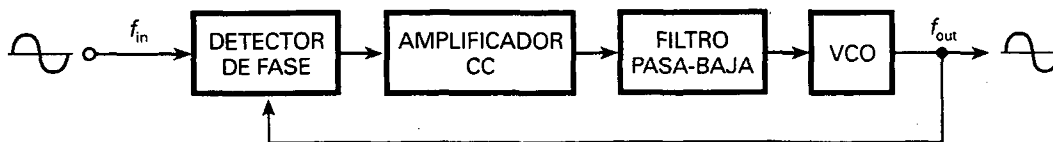


Figura 23-46. Diagrama de bloques de un PLL.

señales de entrada. La tención de salida del detector de fase es, normalmente, muy pequeña. Por este motivo se añade un amplificador de continua como segunda etapa. La diferencia de fase amplificada es filtrada antes de entrar en el oscilador controlado por tensión. Obsérvese que la salida del oscilador controlado por tensión realimenta al detector de fase.

❑ Frecuencia de entrada igual a la frecuencia natural

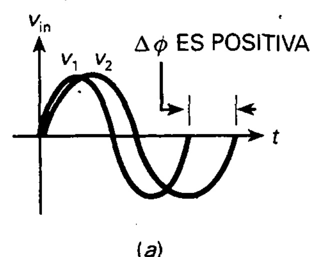
Para entender el funcionamiento de un PLL, comencemos con el caso en el que la frecuencia de entrada sea igual a la frecuencia natural f_0 del oscilador controlado por tensión. En este caso, las dos señales de entrada del detector de fase tienen la misma frecuencia y fase. Por ello, $\Delta\phi = 0°$ y la salida del detector de fase es cero. En consecuencia, la tensión de entrada al oscilador controlado por tensión es cero, por lo que su frecuencia será f_0. Mientras la fase y la frecuencia de las señales de entrada sea la misma, la tensión de entrada al oscilador controlado por tensión será cero.

❑ Frecuencia de entrada diferente a la frecuencia natural

Supongamos que las frecuencias de entrada y natural son de 10 kHz. Ahora se aumenta la frecuencia de entrada a 11 kHz. Este aumento se convertirá en una diferencia de fase al final del primer ciclo, como muestra la Figura 23-47*a*, ya que v_1 adelanta a v_2. Como la señal de entrada adelanta a la señal del oscilador controlado por tensión, $\Delta\phi$ será positiva. En este caso, el detector de fase de la Figura 23-46 producirá una tensión positiva. Después de ser amplificada y filtrada, la tensión positiva aumenta la frecuencia del oscilador controlado por tensión.

La frecuencia del oscilador controlado por tensión aumentará hasta hacerse igual a 11 kHz, la frecuencia de la señal de entrada. Cuando ambas frecuencias sean iguales de nuevo, el oscilador controlado por tensión estará *sincronizado* con la señal de entrada. Aunque ambas señales tienen ahora una frecuencia de 11 kHz, tienen fases diferentes, como muestra la Figura 23-47*b*. Esta diferencia de fase positiva produce la tensión necesaria para mantener la frecuencia del oscilador controlado por tensión ligeramente superior a su frecuencia natural.

Si la frecuencia de entrada aumenta de nuevo, la frecuencia del oscilador controlado por tensión aumenta lo necesario para seguirla. Por ejemplo, si la



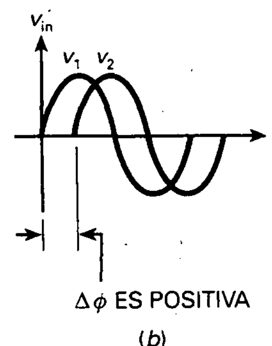


Figura 23-47. *a*) Un aumento en la frecuencia de v_1 provoca una diferencia de fase; *b*) la diferencia de fase aparece después de que aumenta la frecuencia del VCO.

frecuencia de entrada aumenta a 12 kHz, la frecuencia del oscilador controlado por tensión aumentará a 12 kHz. La diferencia de fase entre las dos señales aumentará lo necesario para controlar correctamente la tensión del oscilador controlado por tensión.

❑ Rango de enganche (*lock*)

El **rango de enganche de un PLL** es *el rango de frecuencias de entrada sobre el cual el oscilador controlado por tensión puede seguir a la frecuencia de entrada.* Está relacionado con la máxima diferencia de fase que puede detectar. Anteriormente se asumió que el detector de fase podía producir una tensión de salida para $\Delta\phi$ entre $-90°$ y $+90°$. En estos límites, el detector de fase produce una tensión de salida máxima, negativa o positiva.

Si la frecuencia de entrada es demasiado baja o alta, la diferencia de fase se sale de este rango. Por consiguiente, el detector de fase no puede proporcionar la tensión adicional necesaria para que el oscilador controlado por tensión pueda seguir a la señal de entrada.

El rango de enganche se especifica normalmente como un porcentaje de la frecuencia del oscilador controlado por tensión. Por ejemplo, si la frecuencia del oscilador controlado por tensión es de 10 kHz y el rango de enganche es de ±20 por 100, el PLL puede seguir frecuencias de entrada entre 8 y 12 kHz.

❑ Rango de captura

El rango de captura es diferente. Supongamos que la frecuencia de entrada está fuera del rango de enganche. Entonces, el oscilador controlado por tensión funciona a 10 kHz. Ahora, supongamos que la frecuencia de entrada cambia aproximándose a la del oscilador controlado por tensión. En ese instante, el PLL intentará seguir a esta nueva frecuencia. El rango de frecuencias de entrada en las cuales el PLL puede restablecer el seguimiento o cierre de la señal de entrada se denomina *rango de captura.*

El rango de captura se especifica en porcentaje de la frecuencia natural. Si $f_0 = 10$ kHz y el rango de captura es de ±5 por 100, el PLL puede seguir a una frecuencia de entrada entre 9,5 y 10,5 kHz. Típicamente, el rango de captura es menor que el rango de enganche porque depende de la frecuencia de corte del filtro pasa-baja. Cuanto menor sea la frecuencia de corte, mayor será el rango de captura.

La frecuencia de corte del filtro pasa-baja se prefiere baja para evitar que componentes de alta frecuencia, como ruidos u otro tipo de señales no deseadas, alcancen al oscilador controlado por tensión. Cuanto menor sea la frecuencia de corte del filtro, más limpia será la señal que llega al oscilador controlado por tensión. De esta forma, un diseñador debe llegar a un compromiso entre el rango de captura y el ancho de banda pasa-baja para conseguir señales limpias a la entrada del oscilador controlado por tensión.

❑ Aplicaciones

Un PLL tiene dos usos fundamentales. Primero, se puede utilizar para seguir a una señal de entrada. La frecuencia de salida es entonces igual a la frecuencia de entrada. Esto tiene la ventaja de limpiar las entradas ruidosas, ya que el filtro pasa-baja eliminará los ruidos de alta frecuencia y otros componentes. Como la señal de salida viene del oscilador controlado por tensión, la salida final es estable y casi libre de ruidos.

Segundo, se puede usar como un demodulador de FM. La teoría de *modulación en frecuencia (FM: frequency modulation)* se trata en cursos de comunicación, así que apuntamos las ideas básicas. El oscilador LC de la Figura 23-48*a* tiene un condensador variable. Si una señal moduladora controla este condensador, la salida del oscilador será modulada en frecuencia, como muestra la Figura 23-48*b*. Obsérvese cómo la frecuencia de esta señal de FM varía desde un mínimo a un máximo, correspondientes a los picos mínimo y máximo de la señal moduladora.

Si la señal de FM se toma como entrada de un PLL, la frecuencia del oscilador controlado por tensión seguirá a esta señal. Como la frecuencia del oscilador controlado por tensión varía, $\Delta\phi$ sigue las variaciones de la señal moduladora. Por tanto, la salida del detector de fase será una señal de baja frecuencia que es réplica de la señal moduladora original. Cuando se usa de esta forma, se dice que el PLL funciona como un *demodulador de FM,* un circuito que recupera la señal moduladora de la señal FM.

Se fabrican circuitos integrados PLL. Por ejemplo, el NE565 es un PLL que tiene un detector de fase, un oscilador controlado por tensión y un amplificador de continua. El usuario conectará componentes externamente como resistencias y condensadores de tiempo para establecer la frecuencia natural del oscilador controlado por tensión. Otro condensador externo establecerá la frecuencia de corte del filtro pasa-baja. El NE565 se puede usar como demodulador de FM, sintetizador de frecuencias, receptor de telemetría, modems, decodificadores de tono, etc.

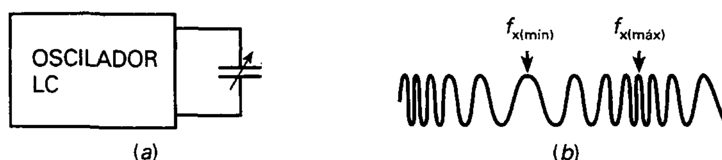


Figura 23-48. *a*) El condensador variable cambia la frecuencia de resonancia del oscilador LC; *b*) la señal seno está modulada en frecuencia.

RESUMEN

Sección 23-1. Teoría de los osciladores sinusoidales

Para construir un oscilador sinusoidal se necesita un amplificador con realimentación positiva. Para que el oscilador funcione, la ganancia en lazo debe ser mayor que 1 cuando el desplazamiento de fase alrededor del lazo sea 0°.

Sección 23-2. El oscilador en puente de Wien

Éste es el oscilador típico para frecuencias de pequeñas a moderadas, del orden de 5 Hz a 1 MHz. Produce una onda sinusoidal casi perfecta. Para reducir la ganancia en lazo a 1 se utiliza una lámpara de tungsteno u otra resistencia no lineal.

Sección 23-3. Otros osciladores *RC*

El oscilador en doble T emplea un amplificador y un circuito *RC* para producir la ganancia en lazo y desplazamiento de fase que se requieren a la frecuencia de resonancia. Funciona bien a una determinada frecuencia, pero no es adecuado como oscilador de frecuencia variable. El oscilador de desplazamiento de fase también utiliza un amplificador y circuitos *RC* para producir oscilaciones. Como el oscilador en doble T, trabaja bien a una frecuencia determinada, pero no en un intervalo de frecuencias. El oscilador de desplazamiento de fase tiene algunas desventajas. Éstas, habitualmente, se deben a los elementos parásitos y a los circuitos de retardo de cada etapa amplificadora.

Sección 23-4. El oscilador Colpitts

Por encima de 1 MHz, los osciladores *RC* generalmente no funcionan bien. Por ello, se prefieren osciladores *LC* para frecuencias comprendidas entre 1 MHz y 500 MHz. Este intervalo de frecuencias está por encima de la f_{unidad} de la mayoría de los amplificadores operacionales, por lo que se emplea comúnmente como dispositivo de amplificación un transistor bipolar o FET. Un oscilador *LC* utiliza un circuito tanque *LC* que determina la frecuencia de resonancia. El oscilador de Colpitts es uno de los osciladores *LC* más utilizados.

Sección 23-5. Otros osciladores *LC*

El oscilador Armstrong utiliza un transformador para producir la señal de realimentación. En el oscilador Hartley la produce un divisor inductivo de tensión. El oscilador Clapp tiene un pequeño condensador en serie en la rama inductiva del circuito tanque resonante. Esto reduce el efecto de las capacidades parásitas existentes en todo el circuito.

Sección 23-6. Cristales de cuarzo

Algunos cristales naturales tienen la propiedad de ser piezoeléctricos. Debido a este efecto, un cristal que vibra actúa como un circuito *LC* resonante con una *Q* extremadamente alta. El cuarzo es el cristal más importante con efecto piezoeléctrico. Se emplea en osciladores de cristal donde se necesita una frecuencia precisa y fiable.

Sección 23-7. El temporizador 555

El temporizador 555 consta de dos comparadores, un circuito flip-flop *RS* y un transistor *pnp*. Tiene unos puntos de conmutación superior e inferior. Cuando funciona en modo monoestable, los pulsos de disparos en la entrada deben caer por debajo del PCI para que arranque. Cuando la tensión del condensador supera ligeramente el PCS, el transistor de descarga conduce y descarga al condensador.

Sección 23-8. Funcionamiento del temporizador 555 en modo astable

Cuando funciona en modo astable, el temporizador 555 produce como salida un pulso rectangular con un ciclo de trabajo que se puede establecer entre el 50 y el 100 por 100. La carga del condensador varía entre $1/3V_{CC}$ y $2/3V_{CC}$. Cuando se dispone de una tensión de control, el PCS toma el valor de dicha V_{con}. Esta tensión de control determina la frecuencia.

Sección 23-9. Circuitos con el 555

El temporizador 555 puede usarse para generar retardos de tiempo, construir alarmas y salidas en forma de rampa. También se puede utilizar para construir un modulador en ancho de pulso aplicando una señal moduladora a la entrada de control y un tren de disparos negativos a la entrada de disparo. El temporizador 555 se usa también en moduladores en posición de pulso aplicando una señal moduladora a la entrada de control cuando el circuito funciona en modo astable.

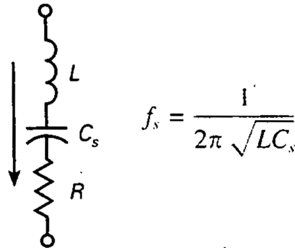
Sección 23-10. Bucle enganchado en fase

Un PLL consta de un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro pasa-baja y un VCO. El detector

de fase produce una señal de control proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. La señal amplificada y filtrada cambia la frecuencia del VCO hasta que coincida con la frecuencia de la señal de entrada.

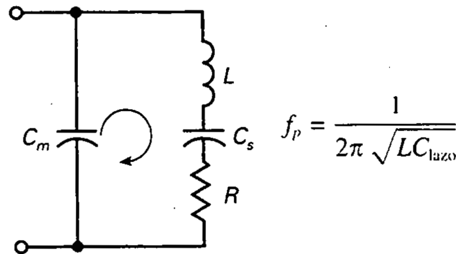
DEFINICIONES

(23-20) Frecuencia de resonancia serie del cristal:



$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

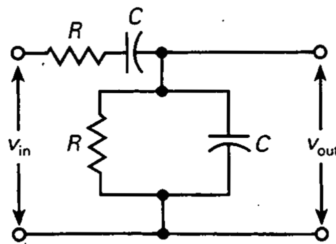
(23-22) Frecuencia de resonancia paralelo del cristal:



$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{lazo}}}}$$

DERIVACIONES

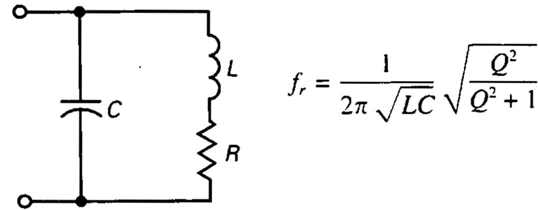
(23-1) y (23-2) Factor de realimentación y ángulo de fase del circuito de retardo-adelanto:



$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}}$$

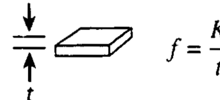
$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3}$$

(23-9) Frecuencia de resonancia exacta:



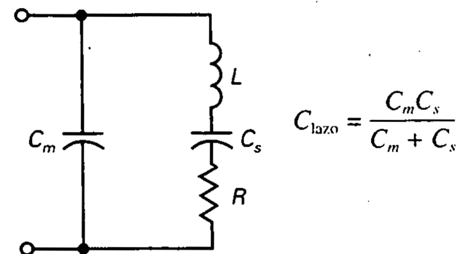
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

(23-19) Frecuencia del cristal:



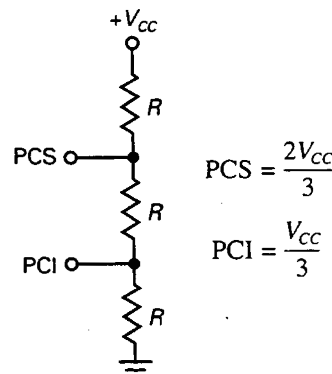
$$f = \frac{K}{t}$$

(23-21) Capacidad de parámetros equivalentes:



$$C_{\text{lazo}} = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

(23-23) y (23-24) Puntos de conmutación del temporizador 555:



$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$\text{PCI} = \frac{V_{CC}}{3}$$

CUESTIONES

1. Un oscilador siempre requiere un amplificador con
   a) Realimentación positiva
   b) Realimentación negativa
   c) Ambos tipos de realimentación
   d) Un circuito tanque *LC*
2. La tensión que arranca un oscilador está causada por
   a) El rizado de la fuente de alimentación
   b) La tensión de ruido en las resistencias
   c) La señal de entrada de un generador
   d) La realimentación positiva
3. El oscilador en puente de Wien es útil
   a) En bajas frecuencias
   b) En altas frecuencias
   c) Con circuitos tanque *LC*
   d) Para señales de entrada pequeñas
4. Un circuito de retardo tiene un ángulo de desfase que
   a) Está entre 0° y +90°
   b) Es mayor que 90°
   c) Está entre 0° y −90°
   d) Es igual al de la tensión de entrada
5. Un circuito de acoplo es un
   a) Circuito de retardo
   b) Circuito de adelanto
   c) Circuito de retardo-adelanto
   d) Circuito resonante
6. Un circuito de adelanto tiene un ángulo de desfase que
   a) Está entre 0° y +90°
   b) Es mayor que 90°
   c) Está entre 0° y −90
   d) Es igual al de la tensión de entrada
7. Un oscilador en puente de Wien utiliza
   a) Realimentación positiva
   b) Realimentación negativa
   c) Ambos tipos de realimentación
   d) Un circuito tanque *LC*
8. Inicialmente, la ganancia en lazo de un oscilador en puente de Wien es
   a) 0 c) Mayor que 1
   b) Igual a 1 d) Pequeña
9. Un puente de Wien se puede denominar también
   a) Filtro de ranura
   b) Oscilador en doble T
   c) Filtro de desplazamiento de fase
   d) Puente de Wheatstone
10. Para modificar la frecuencia de un puente de Wien, se puede variar
    a) Una resistencia c) Tres resistencias
    b) Dos resistencias d) Un condensador
11. El oscilador de desplazamiento de fase tiene generalmente
    a) Dos circuitos de retardo o de adelanto
    b) Tres circuitos de retardo o de adelanto
    c) Un circuito de retardo-adelanto
    d) Un filtro en doble T
12. Para que las oscilaciones comiencen en un circuito, la ganancia en lazo debe ser mayor que 1 cuando el desplazamiento de fase alrededor del lazo es
    a) 90° c) 720°
    b) 360° d) Todos los anteriores
13. El oscilador *LC* que se utiliza más ampliamente es el
    a) Armstrong c) Colpitts
    b) Clapp d) Hartley
14. Una fuerte realimentación en un oscilador *LC*
    a) Evita que el circuito arranque
    b) Ocasiona saturación y corte
    c) Produce la máxima tensión de salida
    d) Significa que *B* es pequeña
15. Cuando la *Q* de un oscilador Colpitts disminuye, la frecuencia de oscilación
    a) Disminuye c) Aumenta
    b) No varía d) Se hace errática
16. El acoplamiento electromagnético se refiere al
    a) Acoplamiento capacitivo
    b) Acomplamiento por transformador
    c) Acoplamiento resistivo
    d) Acoplamiento de potencia
17. El oscilador Hartley utiliza
    a) Realimentación negativa
    b) Dos bobinas
    c) Una lámpara de tungsteno
    d) Una bobina de compensación
18. Para modificar la frecuencia de un oscilador *LC*, se puede variar
    a) Una resistencia
    b) Dos resistencias
    c) Tres resistencias
    d) Un condensador
19. De los siguientes circuitos osciladores, el que tiene la frecuencia más estable es el oscilador
    a) Armstrong c) Colpitts
    b) Clapp d) Hartley
20. El material con efecto piezoeléctrico es
    a) El cuarzo
    b) Las sales de Rochelle
    c) La turmalina
    d) Todos los anteriores

21. Los cristales tienen una
 a) Q muy baja
 b) Q muy alta
 c) Inductancia muy pequeña
 d) Gran resistencia
22. Las frecuencias de resonancia en serie y paralelo de un cristal
 a) Están muy cerca una de otra
 b) Están muy separadas
 c) Son iguales
 d) Son frecuencias pequeñas
23. El tipo de oscilador que se encuentra en un reloj electrónico de pulsera es el
 a) Armstrong c) Colpitts
 b) Clapp d) Cristal de cuarzo
24. Un temporizador 555 en modo monoestable tiene un número de estados estables igual a
 a) 0 c) 2
 b) 1 d) 3
25. Un temporizador 555 en modo astable tiene un número de estados estables igual a
 a) 0 c) 2
 b) 1 d) 3
26. La anchura de pulso de un multivibrador de disparo único aumenta cuando
 a) Aumenta la tensión de alimentación
 b) Disminuye la resistencia de temporización
 c) Disminuye el PCS
 d) Aumenta el condensador de temporización
27. La señal de salida de un temporizador 555 es
 a) Sinusoidal c) Rectangular
 b) Triangular d) Elíptica
28. En un modulador de anchura de pulso el valor que permanece constante es
 a) La anchura del pulso
 b) El período
 c) El ciclo de trabajo
 d) El espacio
29. En un modulador de posición de pulso el valor que permanece constante es
 a) La anchura del pulso
 b) El período
 c) El ciclo de trabajo
 d) El espacio
30. Cuando un PLL está siguiendo a la frecuencia de la señal de entrada, la frecuencia del VCO
 a) Es menor que f_0.
 b) Es mayor que f_0
 c) Es igual a f_0
 d) Es igual a f_{in}
31. El ancho de banda del filtro pasa-baja en un PLL determina
 a) El rango de captura
 b) El rango de enganche
 c) La frecuencia natural
 d) La diferencia de fase

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. ¿Cómo puede un oscilador sinusoidal producir una señal de salida sin tener una señal de entrada?
2. ¿Qué oscilador se utiliza en la mayoría de las aplicaciones que trabajan en el rango de 5 Hz a 1 MHz? ¿Por qué la salida es sinusoidal y no recortada?
3. ¿Qué clase de osciladores son los más usados en rangos de frecuencia de 1 a 500 MHz?
4. ¿Cuáles son los osciladores más comúnmente usados cuando se necesitan oscilaciones precisas y fiables?
5. El temporizador 555 se usa mayoritariamente como temporizador. ¿Cuáles son las diferencias de diseño entre la configuración monoestable y la astable?
6. Dibuje un diagrama de bloques simple de un PLL y explique básicamente cómo permanece siguiendo a una señal de entrada.
7. ¿Qué significa *modulación de ancho de pulso*? ¿Qué significa *modulación de posición de pulso*? Ilustre su explicación dibujando las formas de onda.
8. Suponga que está construyendo un amplificador de tres etapas. Cuando lo prueba, descubre que produce una señal de salida sin señal de entrada. Explique cómo es posible esto. ¿Qué puede hacer para eliminar la señal no deseada?
9. ¿Cómo empieza a funcionar un oscilador si no tiene entrada?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 23-2. El oscilador en puente de Wien

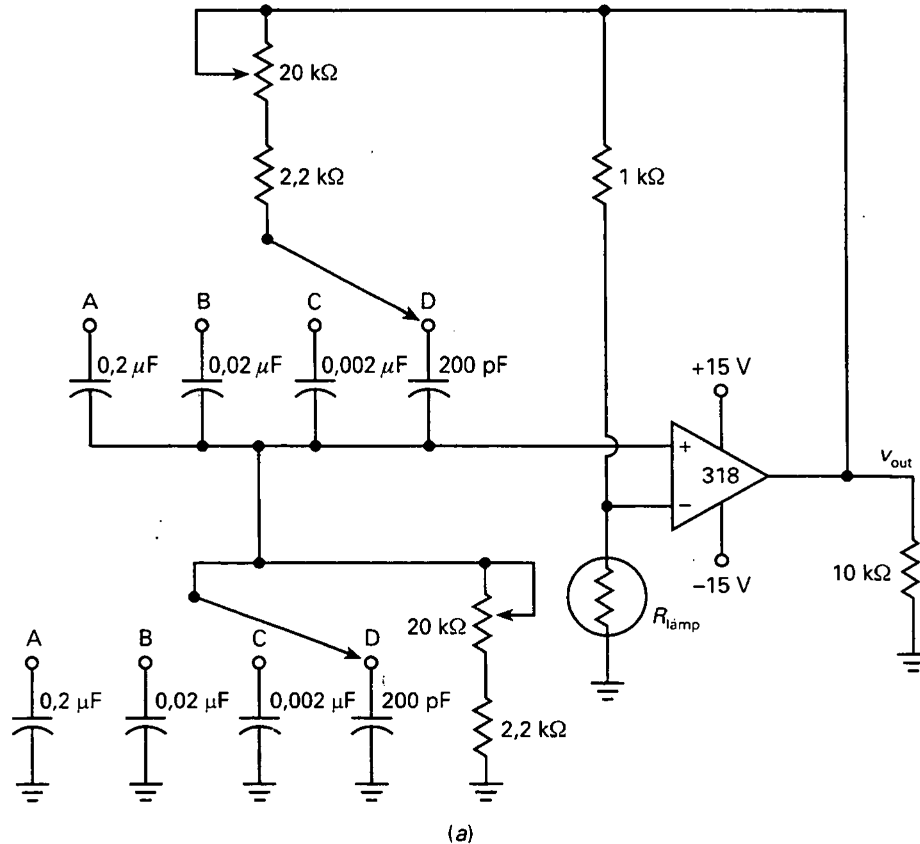
23-1. El oscilador en puente de Wien de la Figura 23-49*a* utiliza una lámpara con las características de la Figura 23-49*b*. ¿Qué tensión hay en la salida?

23-2. La posición *D* en la Figura 23-49*a* selecciona el intervalo de frecuencia mayor del oscilador. Podemos variar la frecuencia ajustando los potenciómetros para que trabajen al unísono. ¿Cuáles son las frecuencias de oscilación máxima y mínima en este intervalo?

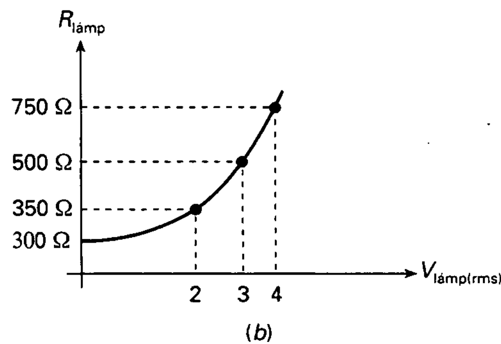
23-3. Calcule las frecuencias de oscilación mínima y máxima para cada posición de los conmutadores acoplados mecánicamente de la Figura 23-49*a*

23-4. Para que la tensión de salida de la Figura 23-49*a* fuera de 6 V rms, ¿qué cambios haría?

23-5. En la Figura 23-49*a*, la frecuencia de corte del amplificador con realimentación negativa está, al menos, una década por encima de la frecuencia de oscilación más alta. ¿Cuál es la frecuencia de corte?



(a)



(b)

Figura 23-49

Sección 23-3. Otros osciladores *RC*

23-6. El oscilador en doble T de la Figura 23-12 tiene una R = 100 kΩ y C = 0,01 μF. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?

23-7. Si los valores en el Problema 23-6 se duplican, ¿qué le sucede a la frecuencia de oscilación?

Sección 23-4. El oscilador Colpitts

23-8. ¿Cuál es el valor aproximado de la corriente continua de emisor en la Figura 23-50? ¿Cuál es la tensión continua colector-emisor?

23-9. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación aproximada en la Figura 23-50? ¿Cuál es el valor

de *B*? Para que el oscilador arranque, ¿cuál es el valor mínimo de *A*?

23-10. Si el oscilador de la Figura 23-50 se vuelve a diseñar para tener un amplificador en *BC* similar al de la Figura 23-18, ¿cuál es la fracción de realimentación?

23-11. Si el valor de *L* se duplica en la Figura 23-50, ¿cuál es la frecuencia de oscilación?

23-12. ¿Qué se le puede hacer a la bobina de la Figura 23-50 para duplicar la frecuencia de oscilación?

Sección 23-5. Otros osciladores *LC*

23-13. Si un condensador de 47 pF se conecta en serie con la bobina de 5 μH de la Figura 23-50, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?

23-14. Un oscilador Hartley como el de la Figura 23-22*b* tiene L_1 = 1 μH y L_2 = 0,2 μH. ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Cuál es la frecuencia de oscilación si *C* = 1.000 pF? ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima para que comiencen las oscilaciones?

23-15. Un oscilador Armstrong tiene *M* = 0,1 μH y *L* = 2 μH. ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima que se necesita para que se inicien las oscilaciones?

Sección 23-6. Cristales de cuarzo

23-16. Un cristal tiene una frecuencia fundamental de 5 MHz. ¿Cuál es el valor aproximado del primer armónico de frecuencia? ¿Cuál es el segundo armónico? ¿Y el tercero?

23-17. Un cristal tiene un espesor *t*. Si se reduce *t* un 1 por 100, ¿qué le sucede a la frecuencia?

23-18. Un cristal tiene estos valores: *L* = 1 H, C_s = 0,01 pF, *R* = 1 kΩ y C_m = 20 pF. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia serie? ¿Cuál es la frecuencia de resonancia paralelo? ¿Cuál es la *Q* de cada frecuencia?

Sección 23-7. El temporizador 555

23-19. Un temporizador 555 está funcionando en modo monoestable. Si *R* = 10 kΩ y *C* = 0,022 μF, ¿cuál es la anchura del pulso?

23-20. En la Figura 23-34, V_{CC} = 10 V, *R* = 2,2 kΩ y *C* = 0,1 μF. ¿Cuál es la tensión de disparo mínima que produce una señal de salida? ¿Cuál es la tensión máxima del condensador? ¿Y es la anchura del pulso?

Sección 23-8. Funcionamiento del temporizador 555 en modo astable

23-21. Un temporizador 555 en modo astable tiene R_1 = 10 kΩ, R_2 = 2 kΩ y *C* = 0,0047 μF. ¿Cuánto vale la frecuencia?

23-22. El temporizador 555 de la Figura 23-37 tiene R_1 = 15 kΩ, R_2 = 10 kΩ y *C* = 22 nF. ¿Cuánto vale la frecuencia de la señal de salida? ¿Cuál es el ciclo de trabajo?

Sección 23-9. Circuitos con el 555

23-23. Un modulador en ancho de pulso como el de la Figura 23-41 tiene V_{CC} = 10 V, *R* = 5,1 kΩ y *C* = 1 nF. La frecuencia de la señal de reloj es

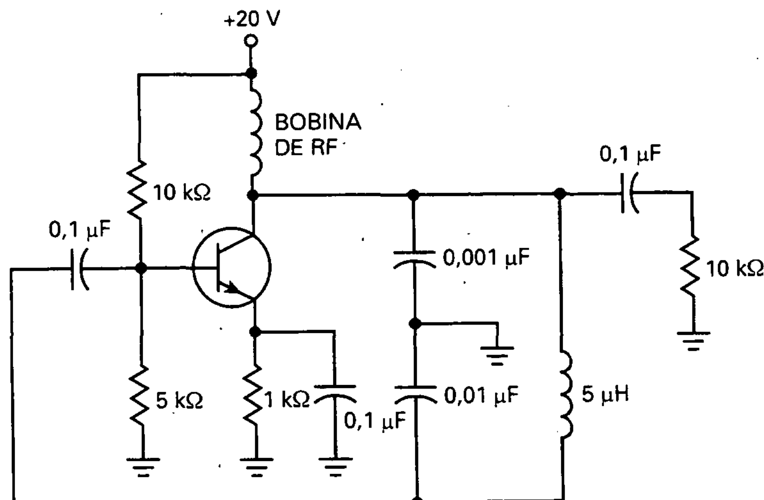


Figura 23-50

de 10 kHz. Si el pico de la señal moduladora vale 1,5 V, ¿cuál es el período del pulso de salida? ¿Cuánto vale la anchura del pulso sin señal moduladora? ¿Cuáles son las anchuras mínimas y máximas del pulso? ¿Cuánto valen los ciclos de trabajo mínimo y máximo?

23-24. Un modulador en posición de pulso como el de la Figura 23-42 tiene V_{CC} = 10 V, R_1 = 1,2 kΩ, R_2 = 1,5 kΩ y C = 1 nF. ¿Cuánto vale la anchura y el período del pulso sin señal moduladora? Si el pico de la señal moduladora vale 1,5 V, ¿cuáles son las anchuras mínimas y máximas del pulso? ¿Cuál es el espacio entre pulsos?

23-25. El generador de rampa de la Figura 23-43 tiene una corriente constante de colector de 0,5 mA. Si V_{CC} = 12 V y C = 68 nF, ¿cuánto vale la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuánto vale su pico? ¿Cuál es su duración?

PROBLEMAS DE DETECCIÓN DE AVERÍAS

23-26. La tensión de salida del oscilador en puente de Wien (Fig. 23-49*a*), ¿se incrementa, disminuye o permanece constante para cada una de las siguientes averías?

a) Lámpara abierta
b) Lámpara en cortocircuito
c) La parte superior del potenciómetro está en cortocircuito
d) La tensión de alimentación disminuye un 20 por 100
e) La resistencia de 10 kΩ abierta

23-27. El oscilador Colpitts de la Figura 23-50 no arranca. Mencione al menos tres averías posibles.

23-28. Se ha diseñado y construido un amplificador. Amplifica la señal de la entrada, pero la salida se ve borrosa en un osciloscopio. Cuando se toca el circuito, el ruido desaparece, dejando una señal perfecta. ¿Cuál cree que sea el fallo y cómo intentaría eliminarlo?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

23-29. Diseñe un oscilador en puente de Wien similar al de la Figura 23-49*a* que satisfaga las siguientes especificaciones: intervalos de tres décadas de frecuencia que incluyan de 20 Hz a 20 kHz, con una tensión de salida de 5 V rms.

23-30. Seleccione un valor de L en la Figura 23-50 para tener una frecuencia de oscilación de 2,5 MHz.

23-31. En la Figura 23-51 se observa un oscilador de desplazamiento de fase con un amplificador operacional. Si $f_{2(LC)}$ = 1 kHz, ¿cuál es el desplazamiento de fase en 15,9 kHz?

23-32. Diseñe un circuito con el temporizador 555 para que oscile libremente a la frecuencia de 1 kHz y con un ciclo de trabajo del 75 por 100.

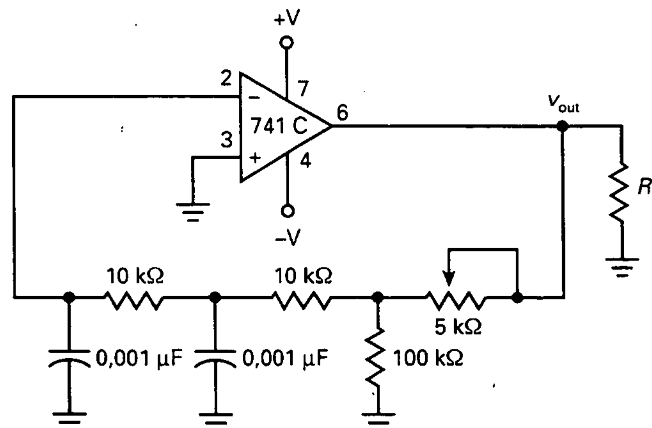


Figura 23-51

CAPÍTULO 24

Fuentes de alimentación reguladas

OBJETIVOS

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Describir el funcionamiento de la regulación en derivación.
- Describir el funcionamiento de la regulación serie.
- Explicar el funcionamiento y características de los reguladores de tensión integrados.
- Explicar cómo funcionan los convertidores de cc-cc.
- Exponer el propósito y funcionamiento del amplificador de corriente y el limitador de corriente.
- Describir las tres topologías básicas de los reguladores conmutados.

VOCABULARIO

- amplificador de corriente
- convertidor cc-cc
- divisor de fase
- filtro con condensador
- filtro de choque
- interferencias electromagnéticas
- interferencias de radiofrecuencia
- limitador con reducción de corriente
- limitador de corriente
- protección térmica
- regulación de carga
- regulación de red
- regulación en un único punto
- regulación integrada en placa
- regulador con dos transistores
- regulador conmutado
- regulador elevador
- regulador inversor
- regulador reductor
- regulador serie
- regulador zener
- reguladores integrados
- rendimiento
- resistencia de detección de corriente
- seguidor zener
- tensión de *dropout*
- tensión diferencial entrada/salida
- topología
- transistor exterior de potencia

Se puede construir un regulador de tensión simple con un diodo zener. Se explicará el uso de la realimentación negativa para mejorar la regulación de tensión. Empezaremos con los reguladores lineales, aquellos dispositivos de regulación que funcionan en la zona lineal. Se analizarán dos tipos de reguladores lineales: en derivación y el serie. Este capítulo concluye con los reguladores conmutados, dispositivos en los que la regulación conmuta entre encendido y apagado para mejorar el rendimiento en potencia.

24-1. CARACTERÍSTICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

La calidad de una fuente de alimentación depende de la regulación en su carga, la regulación de red y la resistencia de salida. En esta sección se tratarán estas características, ya que son frecuentemente usadas en las hojas de características y especificaciones de las fuentes de alimentación regulada.

❑ Regulación para carga

La Figura 24-1 muestra un puente rectificador con un filtro capacitivo de entrada. Cambiando la resistencia de carga se cambia la tensión en la carga. Si se reduce la resistencia de carga, se consigue mayor rizado y una tensión adicional atraviesa la espiral del transformador y los diodos. Debido a esto, un aumento de la corriente por la carga siempre disminuye la tensión en la carga.

La **regulación para carga** *indica cuánto cambia la tensión en la carga cuando cambia la corriente por la carga.* La definición de la corriente por la carga es:

$$\text{Regulación para carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\,\% \qquad (24\text{-}1)$$

donde V_{NL} = tensión en la carga sin corriente por la carga;
V_{FL} = tensión en la carga con corriente de carga máxima.

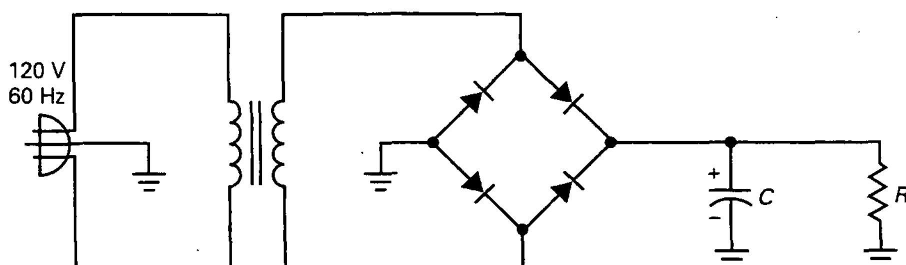
Con esta definición, V_{NL} se produce cuando la corriente por la carga es cero y V_{FL} cuando la corriente por la carga alcanza el máximo valor del diseño.

Por ejemplo, suponiendo que la fuente de alimentación regulada de la Figura 24-1 tiene estos valores:

$$V_{NL} = 10{,}6 \text{ V para } I_L = 0$$
$$V_{FL} = 9{,}25 \text{ V para } I_L = 1 \text{ A}$$

Entonces, la Ecuación (24-1) dará:

$$\text{Regulación para carga} = \frac{10{,}6 \text{ V} - 9{,}25 \text{ V}}{9{,}25 \text{ V}} \times 100\,\% = 14{,}6\,\%$$



$$\text{Regulación de carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\,\%$$

V_{NL} = Tensión en la carga sin corriente por la carga
V_{FL} = Tensión en la carga con corriente de carga máxima

$$\text{Regulación de red} = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\,\%$$

V_{LL} = Tensión en la carga con tensión de red mínima
V_{HL} = Tensión en la carga con tensión de red máxima

Figura 24-1. Fuente de alimentación con filtro de entrada con condensador.

Cuanto menor es la regulación para carga, mejor será la fuente de alimentación regulada. Por ejemplo, una fuente de alimentación regulada que esté bien regulada, tiene una regulación para carga menor del 1 por 100. Esto significa que la tensión en la carga varía menos del 1 por 100 en todo el rango de la corriente por la carga.

❑ Regulación de red

En la Figura 24-1, la tensión de red en la entrada tiene un valor nominal de 120 V. La tensión actual que proporciona la red puede variar desde los 105 a los 125 V rms[1], dependiendo del momento del día, la población y otros factores. Como esta tensión secundaria es directamente proporcional a la tensión de red, la tensión en la carga en la Figura 24-1 cambiará cuando lo haga la tensión de red.

Otra forma de especificar la calidad de la fuente de alimentación regulada es a través de su *regulación de línea* o *regulación de red*, definida como:

$$\text{Regulación de red} = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\,\% \qquad (24\text{-}2)$$

donde V_{HL} = tensión en la carga para una tensión de red máxima;
V_{LL} = tensión en la carga para una tensión de red mínima.

Por ejemplo, suponiendo que la fuente de alimentación regulada de la Figura 24-1 tiene estos valores:

V_{HL} = 9,2 V para una tensión de red = 105 V rms
V_{LL} = 11,2 V para una tensión de red = 125 V rms

Entonces, la Ecuación (24-2) dará:

$$\text{Regulación de red} = \frac{11{,}2\ \text{V} - 9{,}2\ \text{V}}{9{,}2\ \text{V}} \times 100\,\% = 21{,}7\,\%$$

Como con regulación para carga, cuanto menor sea la regulación de red, mejor será la fuente de alimentación regulada. Por ejemplo, una fuente de alimentación bien regulada puede tener una regulación de red de menos del 0,1 por 100. Es decir, que la tensión en la carga varía menos del 0,1 por 100 cuando la tensión de red varía de 105 a 125 V rms.

❑ Resistencia de salida

La resistencia Thevenin o de salida de una fuente de alimentación regulada determina la regulación en la carga. Si una fuente de alimentación regula-

[1] *Nota del traductor:* Se habla de valores de tensión en la red para Estados Unidos.

da tiene una resistencia de salida baja, su regulación en la carga también será baja. Ésta es una manera de calcular la resistencia de salida:

$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{I_{FL}} \tag{24-3}$$

Por ejemplo, estos son los valores obtenidos anteriormente para la Figura 24-1:

$$V_{NL} = 10{,}6 \text{ V para } I_L = 0$$
$$V_{FL} = 9{,}25 \text{ V para } I_L = 1 \text{ A}$$

Para esta fuente de alimentación regulada, la resistencia de salida es:

$$R_{TH} = \frac{10{,}6 \text{ V} - 9{,}25 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 1{,}35\ \Omega$$

La Figura 24-2 muestra una gráfica de tensión en la carga frente a la corriente por la carga. Como se puede observar, la tensión en la carga disminuye cuando la corriente por la carga aumenta. El cambio en la tensión en la carga ($V_{NL} - V_{FL}$) dividido entre el cambio en la corriente (I_{FL}) es igual a la resistencia de salida de la fuente de alimentación regulada. La resistencia de salida está relacionada con la pendiente de esta curva. Cuanto más horizontal sea la gráfica, menor será la resistencia de salida.

En la Figura 24-2, la corriente máxima por la carga I_{FL} se produce cuando la resistencia de salida es mínima. Por ello, una expresión equivalente para la regulación en la carga es:

$$\text{Regulación en la carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(\text{mín})}} \times 100\,\% \tag{24-4}$$

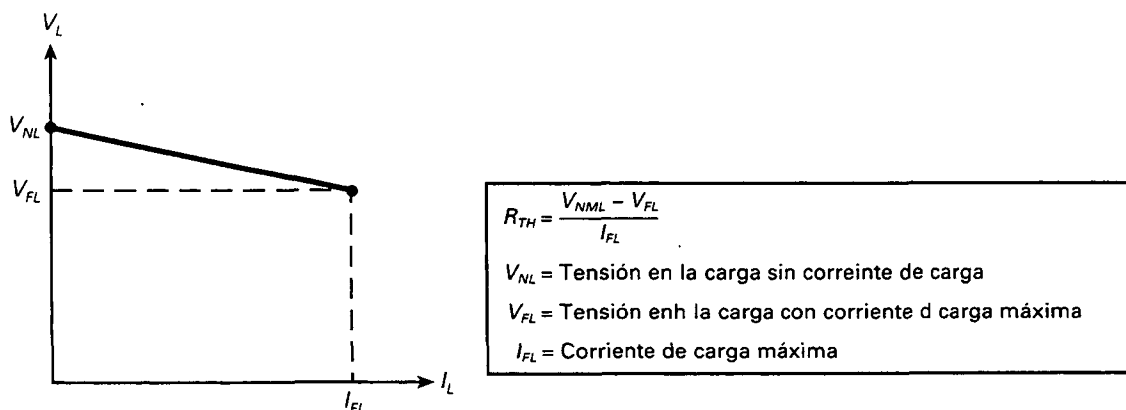


Figura 24-4. Mejorando un regulador en derivación.

Por ejemplo, si la fuente de alimentación regulada tiene una resistencia de salida de 1,5 Ω y la resistencia de carga mínima es de 10 Ω, su regulación en la carga será de:

$$\text{Regulación en la carga} = \frac{1{,}5\ \Omega}{10\ \Omega} \times 100\,\% = 15\,\%$$

24-2. REGULADORES EN DERIVACIÓN

La regulación de red y la regulación para carga de una fuente de alimentación sin regular son demasiado altas para la mayoría de las aplicaciones. Usando un regulador de tensión entre la fuente de alimentación y la carga se puede mejorar significativamente estos dos parámetros. Un regulador de tensión lineal utiliza un dispositivo funcionando en la zona lineal para mantener la tensión en la carga constante. Hay dos tipos fundamentales de reguladores lineales: los del tipo serie y los del tipo en derivación. Con los de tipo en derivación, los dispositivos de regulación están en paralelo con la carga.

❑ Reguladores zener

Un regulador en derivación sencillo consiste en un diodo zener en un circuito como el de la Figura 24-3. Como se dijo en el Capítulo 5, el diodo zener funciona en la zona de ruptura, produciendo una tensión de salida igual a la tensión zener. Cuando cambia la corriente por la carga, aumenta o disminuye la corriente en el zener, manteniendo la corriente a través de R_S constante. Con cualquier regulador en derivación, un cambio en la corriente por la carga se complementa con un cambio opuesto en la corriente en la rama del zener. Si la corriente por la carga disminuye 1 mA, la corriente por la rama del zener aumenta 1 mA.

Como se ve en la Figura 24-3, la ecuación para la corriente que atraviesa las resistencias en serie es:

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S}$$

Esta corriente serie es igual a la *corriente de entrada* del regulador en derivación. Cuando la tensión de entrada es constante, la corriente de entrada es

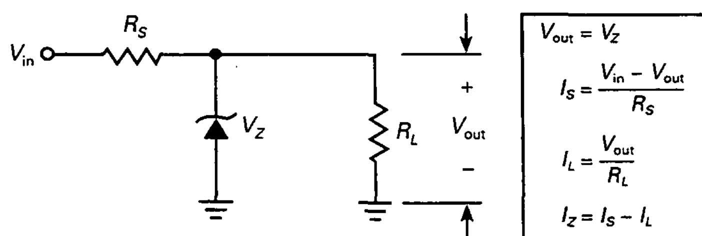


Figura 24-3. El regulador zener es un regulador en derivación.

casi constante ante los cambios en la corriente por la carga. De esta manera se caracteriza un regulador en derivación. Un cambio en la corriente por la carga casi no tiene efecto en la corriente de entrada.

Un comentario final: en la Figura 24-3, la corriente máxima por la carga con regulación se produce cuando la corriente de zener es casi cero. Esto es cierto para todos los reguladores en en derivación. La corriente máxima por la carga con una tensión de salida regulada es igual a la corriente de entrada.

❑ Tensión zener con un transistor

Para grandes corrientes de carga, la regulación para carga de un regulador zener como el de la Figura 24-3 empeora (aumenta) debido a que el cambio de corriente a través de la resistencia zener puede cambiar significativamente la tensión de salida. Una manera de mejorar la regulación para carga en este caso es añadiendo un transistor al circuito, como se muestra en la Figura 24-4. Con este regulador en derivación, la tensión de carga es igual a:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} \tag{24-5}$$

Así es como el circuito mantiene la tensión de salida constante: si la tensión de salida intenta aumentar, este aumento es transmitido a través del diodo zener a la base del transistor. Esta tensión alta en la base del transistor produce mayor corriente de colector a través de R_S. La tensión cae a lo largo de R_S compensando los aumentos de tensión en la salida. Un cambio significativo será solamente un pequeño aumento en la tensión en la carga.

Inversamente, si la tensión de salida intenta disminuir, la tensión que realimenta la base disminuye la corriente de colector, con lo que cae menos la tensión a lo largo de R_S. De nuevo, un intento de cambio en la tensión de salida es compensado por un cambio opuesto en la tensión de las resistencias en serie. Esta vez, un cambio significativo es sólo una ligera disminución de la tensión de salida.

❑ Tensión de salida mayor

La Figura 24-5 muestra otro regulador en derivación. Este circuito tiene la ventaja de ser capaz de usar el coeficiente para bajas temperaturas de tensión zener (entre 5 y 6 V). La tensión de salida regulada tendrá aproximada-

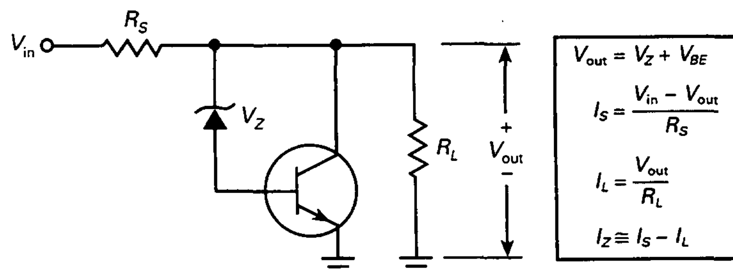


Figura 24-4. Mejorando un regulador en derivación.

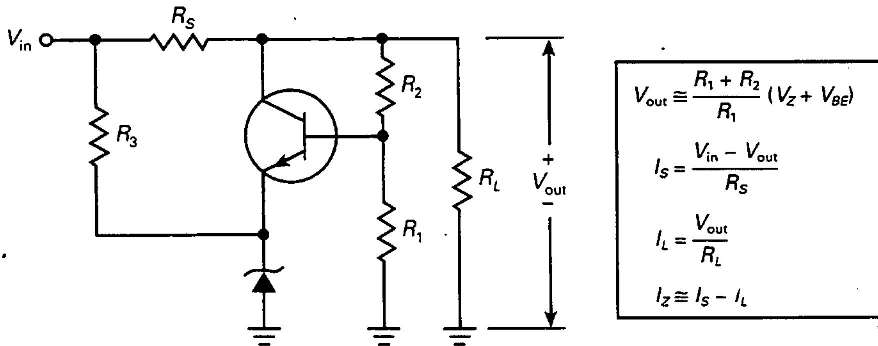


Figura 24-5. Regulador en derivación con tensión de salida mayor.

mente el mismo coeficiente de temperatura que el diodo zener, pero la tensión será mayor.

La realimentación negativa es similar a la del regulador anterior. Cualquier intento de cambio en la tensión de salida es realimentado al transistor, el cual compensará a su salida casi completamente este cambio. El resultado es una tensión de salida que cambia mucho menos que si no tuviera realimentación negativa.

La tensión en la base viene dada por:

$$V_B \cong \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

Esto es una aproximación, dado que no se incluye el efecto de carga en la corriente de base debido al divisor de tensión. Normalmente, la corriente en la base es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla. Despejando en la ecuación anterior la tensión de salida, se obtiene:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_B$$

En la Figura 24-5, la tensión en la base es la suma de la tensión de zener y V_{BE}:

$$V_B = V_Z + V_{BE}$$

Sustituyendo este resultado en la ecuación precedente:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE}) \qquad (24\text{-}6)$$

La Figura 24-5 muestra las ecuaciones de análisis del circuito. La ecuación para la corriente de colector es una aproximación, dado que no se incluye la corriente a través del divisor de tensión (R_1 y R_2). Para mantener el rendimiento del regulador al nivel más alto posible, normalmente un dise-

ñador pone R_1 y R_2 mucho mayores que la resistencia de carga. Como resultado, la corriente que atraviesa el divisor de tensión es normalmente lo suficientemente pequeña como para prescindir de ella en los análisis preliminares.

La desventaja de este regulador es que cualquier cambio en V_{BE} se trasladará a la tensión de salida. Aunque útil para aplicaciones sencillas, el circuito de la Figura 24-5 puede ser mejorado.

❑ Regulación mejorada

Una forma de reducir el efecto de V_{BE} sobre la tensión de salida es con un regulador en derivación como el de la Figura 24-6. El diodo zener mantiene la entrada inversora del amplificador operacional a una tensión constante. El divisor de tensión formado por R_1 y R_2 muestrea la tensión en la carga e introduce una tensión de realimentación en la entrada no inversora. La salida del amplificador operacional excita la base del transistor. Debido a la realimentación negativa, la tensión de salida se mantiene casi constante a pesar de los cambios de red y carga.

Por ejemplo, si la tensión en la carga trata de aumentar, la señal de realimentación en la entrada no inversora aumenta. La salida del amplificador operacional excita la base más fuertemente aumentando la corriente de colector. El aumento de corriente de colector a través de R_S produce una gran tensión a través de R_S, lo que compensa el intento de aumento de tensión en la carga. Sucede una corrección similar cuando la tensión de carga trata de disminuir. En resumen, cualquier intento de cambio en la tensión de salida es compensado por la realimentación negativa.

En la Figura 24-6 la gran ganancia de tensión del amplificador operacional elimina el efecto de V_{BE} de la Ecuación (24-6) (una situación similar a la de los circuitos con diodos activos vista en el Capítulo 22). Por ello, la tensión en la carga viene dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \qquad (24\text{-}7)$$

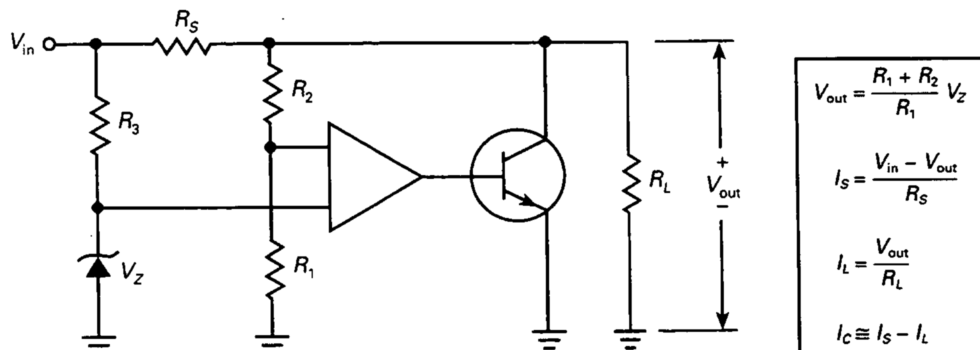


Figura 24-6. Regulador en derivación con realimentación negativa alta.

Protección contra cortocircuitos

Una ventaja de los reguladores en derivación es que están construidos con *protección contra cortocircuito*. Por ejemplo, si deliberadamente se ponen en cortocircuito los terminales de la carga de la Figura 24-6, ninguno de los componentes del regulador resultará dañado. Todo lo que sucede es que la corriente de entrada aumenta a:

$$I_S = \frac{V_{in}}{R_S}$$

Esta corriente no es suficiente para dañar algún componente de un regulador en derivación típico.

Rendimiento

Una forma de comparar reguladores de diferente diseño es con el *rendimiento*, definido como:

$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\,\% \qquad (24\text{-}8)$$

donde P_{out} es la potencia en la carga ($V_{out}I_L$) y P_{in} es la potencia de entrada ($V_{in}I_{in}$). La diferencia entre P_{in} y P_{out} es P_{reg}, la potencia usada en los componentes del regulador:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out}$$

En los reguladores en derivación de las Figuras 24-4 a 24-6, la disipación de potencia de R_S y la del transistor representan la mayor parte de la consumida en el regulador.

EJEMPLO 24-1

En la Figura 24-4, $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 9{,}1$ V, $V_{BE} = 0{,}8$ V y $R_L = 40\ \Omega$. ¿Cuáles son los valores para la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente en la carga y la corriente de colector?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 24-4, podemos calcular lo siguiente:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} = 9{,}1\text{ V} + 0{,}8\text{ V} = 9{,}9\text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\text{ V} - 9{,}9\text{ V}}{10\ \Omega} = 510\text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}9\text{ V}}{40\ \Omega} = 248\text{ mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 510\text{ mA} - 248\text{ mA} = 262\text{ mA}$$

EJEMPLO 24-2

El regulador en derivación de la Figura 24-5 tiene los siguientes valores: $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 6{,}2$ V, $V_{BE} = 0{,}81$ V y $R_L = 40\ \Omega$. Si $R_1 = 750\ \Omega$ y $R_2 = 250\ \Omega$, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, corriente de entrada, corriente por la carga y corriente de colector?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 24-5:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE}) = \frac{750\ \Omega + 250\ \Omega}{750\ \Omega}(6{,}2\ \text{V} + 0{,}81\ \text{V}) = 9{,}35\ \text{V}$$

La tensión de salida exacta será ligeramente superior a ésta debido a la corriente de base a través de R_2. La corriente aproximada será:

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\ \text{V} - 9{,}35\ \text{V}}{10\ \Omega} = 565\ \text{mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}35\ \text{V}}{40\ \Omega} = 234\ \text{mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 565\ \text{mA} - 234\ \text{mA} = 331\ \text{mA}$$

EJEMPLO 24-3

¿Cuál es el rendimiento aproximado del ejemplo anterior? ¿Cuánta potencia se disipará en el regulador?

SOLUCIÓN

La tensión en la carga es aproximadamente 9,35 V, y la corriente por la carga 234 mA. La potencia en la carga es:

$$P_{out} = V_{out} I_L = (9{,}35\ \text{V})(234\ \text{mA}) = 2{,}19\ \text{W}$$

En la Figura 24-5, la corriente de entrada vale:

$$I_{in} = I_S + I_3$$

En cualquier regulador en derivación bien diseñado, I_S es mucho mayor que I_3 para mantener el rendimiento alto. De esta forma, la potencia de entrada es:

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \cong V_{in} I_S = (15\ \text{V})(565\ \text{mA}) = 8{,}48\ \text{W}$$

El rendimiento del regulador se obtiene:

$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\,\% = \frac{2{,}19\ \text{W}}{8{,}48\ \text{W}} \times 100\,\% = 25{,}8\,\%$$

El rendimiento es bajo comparado con el de otros reguladores tratados posteriormente (reguladores serie y de conmutación). El rendimiento bajo es una de las desventajas de los reguladores en derivación. Es debido a la disipación de potencia en las resistencias en serie y el transistor, que vale:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out} \cong 8{,}48\ \text{W} - 2{,}19\ \text{W} = 6{,}29\ \text{W}$$

EJEMPLO 24-4

El regulador en derivación de la Figura 24-6 tiene los siguientes valores para el circuito: $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 6{,}8$ V y $R_L = 40\ \Omega$. Si $R_1 = 7{,}5$ kΩ y $R_2 = 2{,}5$ kΩ, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, corriente de entrada, corriente por la carga y corriente de colector?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 24-6:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z = \frac{7{,}5\ \text{k}\Omega + 2{,}5\ \text{k}\Omega}{7{,}5\ \text{k}\Omega} (6{,}8\ \text{V}) = 9{,}07\ \text{V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\ \text{V} - 9{,}07\ \text{V}}{10\ \Omega} = 593\ \text{mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}07\ \text{V}}{40\ \Omega} = 227\ \text{mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 593\ \text{mA} - 227\ \text{mA} = 366\ \text{mA}$$

EJEMPLO 24-5

Calcular la máxima corriente por la carga en los Ejemplos 24-1, 24-2 y 24-4.

SOLUCIÓN

Como se dijo anteriormente, cualquier regulador en derivación tiene una corriente máxima por la carga aproximadamente igual a

la corriente a través de R_S. Como ya se ha calculado I_S en estos ejemplos, la corriente máxima por la carga será:

$$I_{máx} = 510 \text{ mA}$$
$$I_{máx} = 565 \text{ mA}$$
$$I_{máx} = 593 \text{ mA}$$

EJEMPLO 24-6

Tras construir y probar el regulador en derivación de la Figura 24-5, se obtiene las siguientes mediciones: V_{NL} = 9,91 V, V_{FL} = 9,81 V, V_{HL} = 9,94 V y V_{LL} = 9,79 V. ¿Cuánto vale la regulación para carga? ¿Y cuánto la regulación de red?

SOLUCIÓN

$$\text{Regulación para carga} = \frac{9{,}91\text{ V} - 9{,}81\text{ V}}{9{,}81\text{ V}} \times 100\,\% = 1{,}02\,\%$$

$$\text{Regulación de red} = \frac{9{,}94\text{ V} - 9{,}79\text{ V}}{9{,}79\text{ V}} \times 100\,\% = 1{,}53\,\%$$

24-3. REGULADORES SERIE

La desventaja de los reguladores en derivación es su bajo rendimiento, provocado por las grandes pérdidas de potencia en las resistencias en serie y en el transistor. Cuando el rendimiento no es importante, pueden usarse reguladores en derivación, ya que como ventaja aportan su simplicidad.

❑ Mejora del rendimiento

Cuando el rendimiento es importante, los reguladores serie o los conmutados serán los más adecuados. Un regulador conmutado es el de mayor rendimiento de todos los reguladores de tensión. Tiene un rendimiento con carga máxima de entre el 75 y el 95 por 100. Pero los reguladores conmutados son *ruidosos* debido a que producen *interferencias de radiofrecuencia* (*RFI: radio-frequency interference*), provocadas por los cambios en el transistor entre estados a frecuencias entre 10 y 100 kHz. Otra desventaja es su complejidad de diseño e implementación.

En cambio, los reguladores serie son *silenciosos*, ya que su transistor funciona siempre en la zona lineal. Por otra parte, un regulador serie es relativamente sencillo de diseñar y construir comparado con un regulador conmutado. Finalmente, un regulador serie tiene un rendimiento con carga máxima de entre el 50 y el 70 por 100, suficiente para la mayoría de las aplicaciones en las que la potencia de carga es inferior a 10 W.

Por todas estas razones, los reguladores serie resultan la mejor elección

para la mayoría de las aplicaciones cuando la potencia de carga no es muy alta. Su relativa sencillez, de funcionamiento silencioso y el aceptable nivel de disipación de potencia en el transistor hacen de los reguladores serie la elección natural para la mayoría de las aplicaciones. El resto de esta sección analizará los reguladores serie.

❑ El seguidor zener

El regulador serie más sencillo es el seguidor zener de la Figura 24-7. Como se vio en el Capítulo 12, el diodo zener funciona en la zona de ruptura, produciendo una tensión en la base igual a la tensión zener. El transistor está conectado a un seguidor de emisor. Por tanto, la tensión en la carga es igual a:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} \qquad (24\text{-}9)$$

Si la tensión de red o la corriente en la carga cambian, las tensiones zener y base-emisor cambiarán sólo ligeramente. Por este motivo, en la tensión de salida sólo se aprecian pequeños cambios cuando aparecen grandes variaciones en la tensión de red o la corriente en la carga.

Con los reguladores serie, la corriente en la carga es aproximadamente igual a la corriente de entrada, ya que la corriente que atraviesa R_S es en general lo suficientemente pequeña como para poder despreciarse en cálculos preliminares. El transistor de los reguladores serie se llama *transistor de paso,* ya que toda la corriente de carga lo atraviesa.

Un regulador serie tiene mayor rendimiento que un regulador en derivación dado que se ha sustituido las resistencias serie por un transistor de paso. Ahora, la única pérdida significativa de potencia se produce en el transistor. El mayor rendimiento es la razón principal de preferir los reguladores serie para aplicaciones con grandes corrientes de carga.

Recordar que los reguladores en derivación tienen una corriente de entrada constante cuando cambia la corriente por la carga. En los reguladores serie su corriente de entrada es aproximadamente igual a la corriente por la carga. Cuando la corriente por la carga cambia en un regulador serie, la corriente de entrada cambia en la misma cantidad. De esta forma se puede diferenciar en diferentes diseños el tipo de regulación que se utiliza. En los

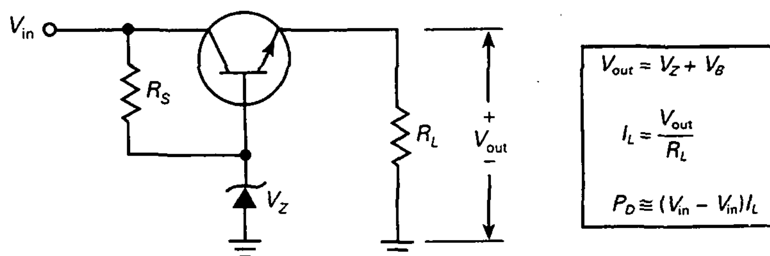


Figura 24-7. El seguidor zener es un regulador serie.

reguladores en derivación la corriente de entrada permanece constante frente a cambios en la corriente por la carga, mientras que en los reguladores serie ésta cambia.

❑ Regulación con dos transistores

La Figura 24-8 muestra el regulador serie con dos transistores estudiado en el Capítulo 12. Si V_{out} trata de aumentar por un aumento en la tensión de la red o en la resistencia de carga, aumentará la tensión de realimentación en la base de Q_1. Esto provoca un aumento de la corriente de colector en Q_1 que atraviesa R_4 y una disminución de la tensión en la base de Q_2. Esta disminución de tensión en la base del seguidor de emisor casi compensa completamente el aumento de tensión de salida.

Similarmente, la tensión de salida trata de disminuir debido a una disminución de la tensión en la red o de la resistencia de carga, lo que disminuirá la tensión de realimentación en la base de Q_1. Esto provoca un aumento de la tensión en la base de Q_2, lo que aumenta la tensión de salida compensando casi completamente el intento de disminución de la tensión de salida. El efecto global es un ligero descenso en la tensión de salida.

❑ Tensión de salida

Como se estudió en el Capítulo 12, la tensión de salida de la Figura 24-8 viene dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE}) \tag{24-10}$$

Con reguladores serie como el de la Figura 24-8 se puede utilizar un zener de baja tensión (de 5 a 6 V) con un coeficiente de temperatura aproximadamente cero. La tensión de salida tendrá casi el mismo coeficiente de temperatura.

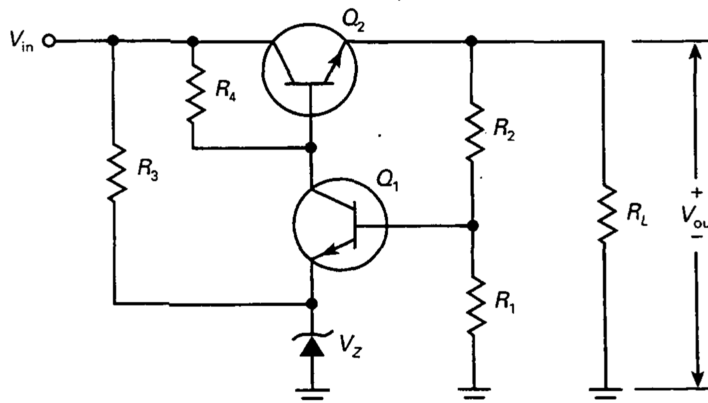


Figura 24-8. Regulador serie distinto.

❑ Tensión diferencial entrada/salida, disipación de potencia y rendimiento

En la Figura 24-8, la **tensión diferencial entrada/salida** se define como *la diferencia entre la tensión de entrada y la de la salida*:

$$\text{Tensión diferencial entrada/salida} = V_{in} - V_{out} \qquad (24\text{-}11)$$

La corriente a través del transistor de paso de la Figura 24-8 es igual a:

$$I_C = I_L + I_2$$

donde I_2 es la corriente que atraviesa R_2. Para mantener alto el rendimiento, el diseñador debe conseguir que I_2 sea mucho mayor que el valor de carga máximo de I_L. De esta forma, se puede despreciar I_2 para grandes corrientes de carga y escribir:

$$I_C \cong I_L$$

Para corrientes de carga altas, la disipación de potencia en el transistor de paso es muy grande para los reguladores serie. En este caso se utilizan grandes disipadores de calor. Algunas veces es necesario el uso de un ventilador para eliminar el exceso de calor dentro del encapsulado.

$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L \qquad (24\text{-}12)$$

Funcionando a la máxima corriente de carga, la mayoría de la disipación de potencia se produce en el transistor de paso. Cómo la corriente en este transistor es aproximadamente igual a la corriente por la carga, el rendimiento viene dado por:

$$\text{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\,\% \qquad (24\text{-}13)$$

Con esta aproximación, el rendimiento óptimo se producirá cuando la tensión de salida sea casi tan grande como la tensión de entrada. Esto implica que cuanto mayor sea la tensión diferencial entrada/salida, mejor será el rendimiento.

Para mejorar el funcionamiento de un regulador serie se suele utilizar a menudo una conexión Darlington en el transistor de paso. Esto permite el uso de transistores de baja potencia para excitar el transistor de potencia. La conexión Darlington permite también valores altos para las resistencias de R_1 a R_4, con la consiguiente mejora del rendimiento.

❑ Mejoras en la regulación

La Figura 24-9 muestra el uso de un amplificador operacional para mejorar la regulación. Si la tensión de salida trata de aumentar, aumenta la realimentación de tensión en la entrada inversora del amplificador. Esto disminuye

su salida, la tensión en la base del transistor de paso y el intento de aumento en la tensión de salida. Si la tensión de salida trata de disminuir, disminuye la tensión de realimentación en el operacional y aumenta la tensión en la base del transistor de paso, con lo que se compensa casi completamente este intento de disminución en la tensión de salida.

La ecuación de la tensión de salida es casi la misma que para el regulador de la Figura 24-8, excepto que la alta ganancia en tensión del amplificador operacional elimina el efecto de V_{BE}. Por ello, la tensión en la carga viene dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \qquad (24\text{-}14)$$

En la Figura 24-9, el amplificador operacional funciona como amplificador no inversor con una ganancia en tensión en lazo cerrado de:

$$A_{CL} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (24\text{-}15)$$

La tensión de entrada es la tensión zener. Por ello, la Ecuación (24-14) se podrá escribir siempre como:

$$V_{out} = A_{CL} V_Z \qquad (24\text{-}16)$$

Por ejemplo, si $A_{CL} = 2$ y $V_Z = 5{,}6$ V, la tensión de salida será de 11,2 V.

❑ Limitación de corriente

A diferencia del regulador en derivación, el regulador serie de la Figura 24-9 no tiene *protección contra cortocircuitos*. Si accidentalmente se unen los terminales de la carga, la corriente que la atraviesa crecerá aproximándose a infinito, destruyendo el transistor de paso y puede también destruir uno o más diodos en la fuente de alimentación no regulada que alimenta el regulador serie. Para prevenir esta situación, la alimentación regulada incluye normalmente alguna forma de regulación de corriente.

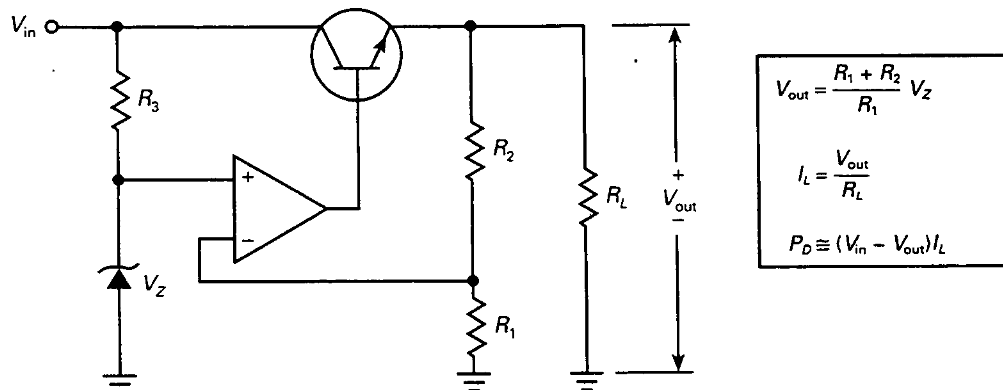


Figura 24-9. Regulador serie con realimentación negativa alta.

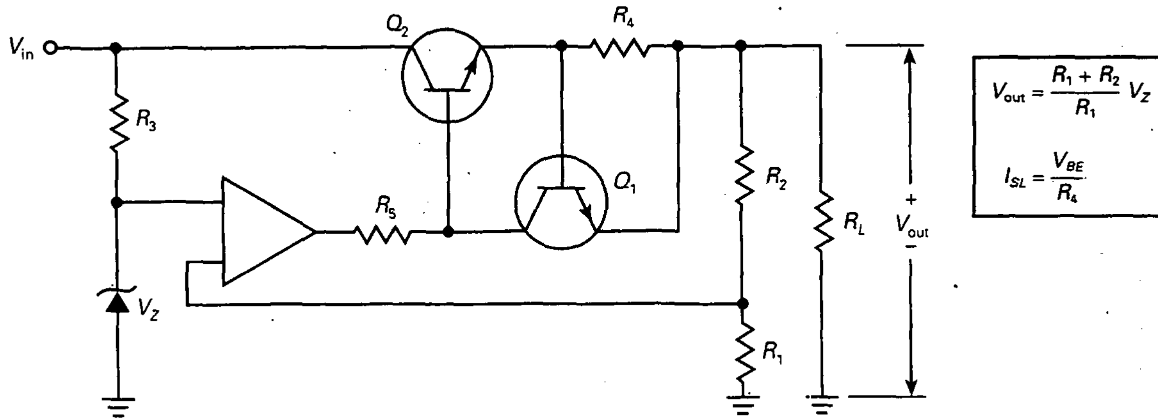


Figura 24-10. Regulador serie con limitador de corriente.

La Figura 24-10 muestra una forma de limitar la corriente de carga a valores seguros. R_4 es una resistencia pequeña llamada *resistencia para limitación de corriente*. Para este análisis, se usará una R_4 de 1 Ω. Como la corriente de carga tiene que atravesar R_4, la resistencia para limitación de corriente produce la tensión base-emisor en Q_1.

Cuando la corriente de carga es menor de 600 mA, la tensión en R_4 es menor de 0,6 V. En este caso, Q_1 está en corte y el regulador funciona como se describió anteriormente. Cuando la corriente de carga está entre 600 y 700 mA, la tensión en R_4 está entre 0,6 y 0,7 V. Esto pone a Q_1 en conducción. La corriente de colector de Q_1 circula por R_5. Esto disminuye la tensión en la base de Q_2, lo que reduce la tensión y la corriente en la carga.

Cuando se cortocircuita la carga, Q_1 conduce fuertemente y provoca una caída de tensión en la base de Q_2 a aproximadamente 1,4 V (las dos tensiones V_{BE} están conectadas a tierra). La corriente que atraviesa el transistor de paso típicamente está limitada a 700 mA. Puede ser ligeramente inferior o superior a este valor, dependiendo de las características de los dos transistores.

A propósito, la resistencia R_5 se añade al circuito dado que la impedancia de salida del amplificador operacional es muy baja (75 Ω normalmente). Sin R_5, el transistor para limitación de corriente no tiene la suficiente ganancia en tensión para producir una limitación de corriente. El diseñador escogerá un valor para R_5 lo suficientemente grande como para producir una ganancia en tensión en el transistor limitador de corriente, pero no tan elevada como para impedir que el amplificador operacional excite al transistor de paso. Valores típicos para R_5 son desde cien a algo más de mil ohmios.

La Figura 24-11 representa el límite de corriente. Como una aproximación, el gráfico marca en 0,6 V la tensión a la cual comienza la limitación de corriente y 0,7 V como la tensión para cortocircuito en la carga. Cuando la corriente en la carga es pequeña, la tensión de salida permanece constante hasta un valor de V_{BE} aproximadamente igual a 0,6 V. Más allá de este punto, Q_1 conduce y se activa la limitación de corriente. Aumentos adicionales de I_L disminuirán la tensión en la carga y desaparecerá la regulación. Cuan-

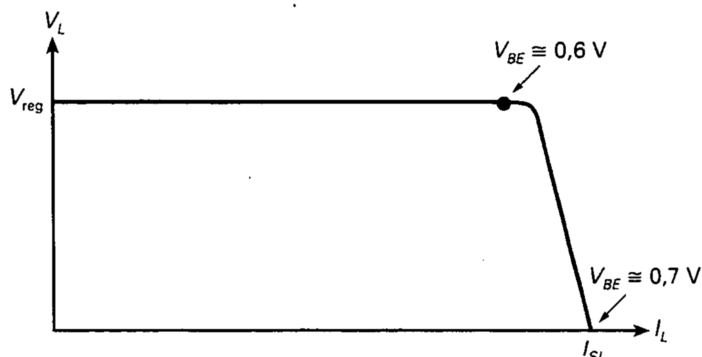


Figura 24-11. Gráfico de la tensión en la carga frente a la corriente por la carga con un limitador de corriente simple.

do la carga está cortocircuitada, la corriente en la misma está limitada a un valor I_{SL}, corriente en la carga con los *terminales cortocircuitados* (*shorted-load terminals*).

Cuando los terminales de la carga están cortocircuitados en la Figura 24-10, la corriente por la carga viene dada por:

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \qquad (24\text{-}17)$$

donde V_{BE} es aproximadamente 0,7 V. Para corrientes fuertes por la carga, la V_{BE} del transistor de limitación de corriente pude ser algo superior. Se estuvo usando una R_4 de 1 Ω. Cambiando su valor, se podrán conseguir limitadores de corriente que comiencen a cualquier nivel. Por ejemplo, si $R_4 = 10\ \Omega$, la limitación de corriente empezará cerca de los 60 mA con una corriente de cortocircuito de aproximadamente 70 mA.

❑ Limitación con reducción de corriente

La limitación de corriente es una importante mejora, ya que protege al transistor de paso y a los diodos de posibles cortocircuitos en la carga. Pero tiene la desventaja de la gran disipación de potencia en el transistor de paso. Con un corto en la carga, casi toda la tensión de entrada llega al transistor de paso.

Para evitar una disipación de potencia excesiva, el diseñador puede añadir una *limitación con reducción de corriente* (*foldback current limiting*) como el de la Figura 24-12. La tensión en la resistencia para limitación de corriente R_4 alimenta un divisor de tensión (R_6 y R_7), el cual excita la base de Q_1. En la mayor parte del rango de la corriente de carga, la tensión en la base de Q_1 es menor que la tensión en el emisor, y V_{BE} es negativa. Esto mantiene a Q_1 en corte.

Cuando la corriente de carga es lo suficientemente alta, no obstante, la tensión en la base de Q_1 empieza a ser mayor que la tensión de emisor. Cuando V_{BE} está entre 0,6 y 0,7 V, empieza la limitación de corriente.

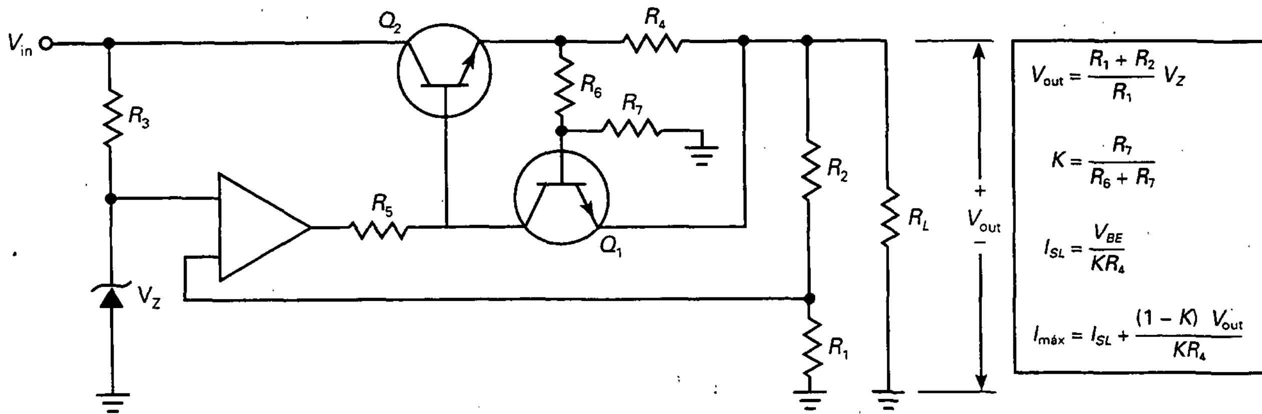


Figura 24-12. Regulador serie con limitación con reducción de corriente.

A partir de este punto, cualquier disminución en la resistencia de carga provoca que la corriente disminuya. Como resultado, la corriente en cortocircuito es mucho menor que si no estuviese el limitador con reducción de corriente.

La Figura 24-13 muestra cómo la tensión de salida varía con la corriente de carga. La tensión en la carga es constante hasta un valor máximo $I_{máx}$. En ese momento comienza la limitación de corriente. Cuando la resistencia de carga disminuye más, la corriente se reduce. Cuando aparece un cortocircuito en los terminales de la carga, la corriente en la misma vale I_{SL}. La principal ventaja de la limitación de corriente con reducción es la disminución de la disipación de potencia en el transistor de paso cuando la carga accidentalmente se cortocircuita.

En la Figura 24-13, la disipación de potencia del transistor bajo condiciones de máxima carga es:

$$P_D = (V_{in} - V_{reg})I_{máx}$$

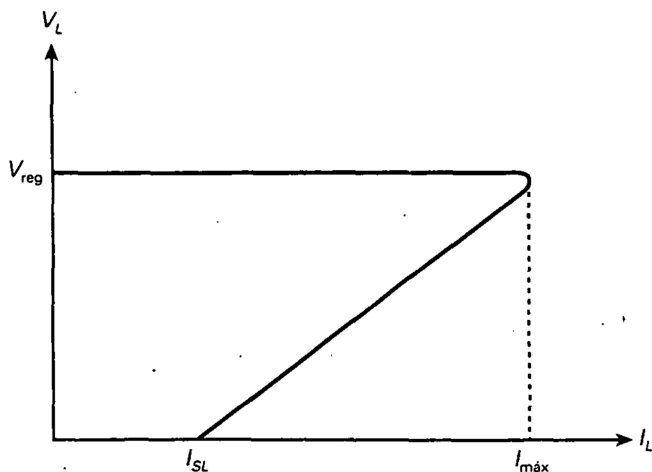


Figura 24-13. Gráfico de la tensión en la carga frente a la corriente por la carga con limitación con reducción de corriente.

La disipación de potencia bajo condiciones de cortocircuito es aproximadamente:

$$P_D \cong V_{in} I_{SL}$$

Normalmente, el diseñador utilizará una I_{SL} dos o tres veces inferior a $I_{máx}$. Haciendo esto, mantendrá la disipación de potencia en el transistor de paso en niveles por debajo de las condiciones de carga máxima.

EJEMPLO 24-7

Calcular la tensión de salida aproximada de la Figura 24-14. ¿Cuánto vale la disipación de potencia en el transistor de paso?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 24-8:

$$V_{out} = \frac{3\ k\Omega + 1\ k\Omega}{3\ k\Omega}(6{,}2\ V + 0{,}7\ V) = 9{,}2\ V$$

La corriente en el transistor es aproximadamente igual a la corriente por la carga:

$$I_C = \frac{9{,}2\ V}{40\ \Omega} = 230\ mA$$

La potencia disipada en el transistor es:

$$P_D = (15\ V - 9{,}2\ V)(230\ mA) = 1{,}33\ W$$

EJEMPLO 24-8

¿Cuál es el rendimiento aproximado en el Ejemplo 24-7?

SOLUCIÓN

La tensión en la carga es de 9,2 V, y la corriente por la carga es de 230 mA. La potencia de salida es:

$$P_{out} = (9{,}2\ V)(230\ mA) = 2{,}12\ W$$

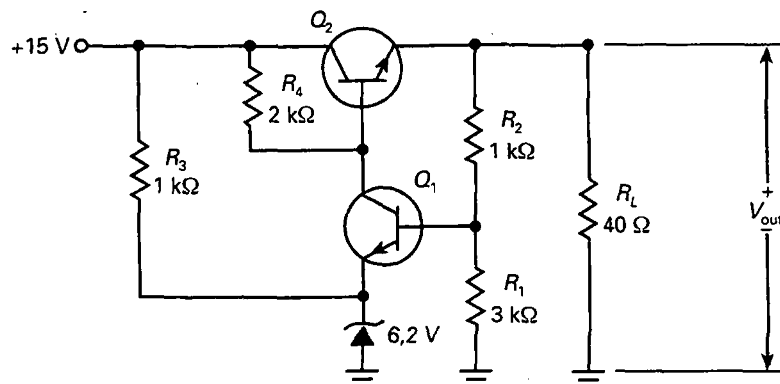


Figura 24-14. Ejemplo.

La tensión de entrada es de 15 V y la corriente de entrada es de aproximadamente 230 mA, el valor de la corriente por la carga. De esta forma, la potencia de entrada es:

$$P_{in} = (15 \text{ V})(230 \text{ mA}) = 3{,}45 \text{ W}$$

El rendimiento se obtiene:

$$\text{Rendimiento} = \frac{2{,}12 \text{ W}}{3{,}45} \times 100\,\% = 61{,}4\,\%$$

Podemos también usar la Ecuación (24-13) para calcular el rendimiento de un regulador serie:

$$\text{Rendimiento} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\,\% = \frac{9{,}2 \text{ V}}{15 \text{ V}} \times 100\,\% = 61{,}3\,\%$$

Éste es mucho mejor que el rendimiento del regulador en derivación del ejemplo 24-3 (25,8%). Típicamente, un regulador serie tiene un rendimiento doble del de un regulador en derivación.

EJEMPLO 24-9

¿Cuánto vale aproximadamente la tensión de salida en la Figura 24-15? ¿Por qué se usa un transistor Darlington?

SOLUCIÓN

Con las Ecuaciones de la Figura 24-9:

$$V_{out} = \frac{2{,}7 \text{ k}\Omega + 2{,}2 \text{ k}\Omega}{2{,}7 \text{ k}\Omega}(5{,}6 \text{ V}) = 10{,}2 \text{ V}$$

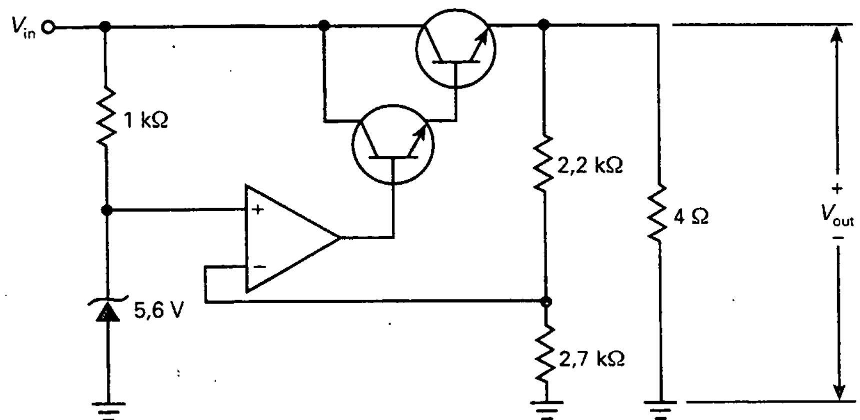


Figura 24-15. Regulador serie con transistor Darlington.

La corriente de carga es:

$$I_L = \frac{10{,}2\ \text{V}}{4\ \Omega} = 2{,}55\ \text{A}$$

Si se usa un transistor común con una ganancia 100 como transistor de paso, la corriente necesaria en la base sería:

$$I_B = \frac{2{,}55\ \text{A}}{100} = 25{,}5\ \text{mA}$$

Ésta es demasiada corriente para un amplificador operacional típico. Si se utiliza un transistor Darlington, la corriente en la base del transistor de paso se reduce a un valor mucho menor. Por ejemplo, un transistor Darlington con una ganancia en corriente 1.000 necesitaría solamente una corriente de base de 2,55 mA.

EJEMPLO 24-10

Cuando se monta y se prueba el regulador serie de la Figura 24-15, se toman las siguientes medidas: V_{NL} = 10,16 V, V_{FL} = 10,15 V, V_{HL} = 10,16 V y V_{LL} = 10,07 V. ¿Cuál es la regulación de carga? ¿Cuál es la regulación de red?

SOLUCIÓN

$$\text{Regulación de carga} = \frac{10{,}16\ \text{V} - 10{,}15\ \text{V}}{10{,}15\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}0985\%$$

$$\text{Regulación de red} = \frac{10{,}16\ \text{V} - 10{,}07\ \text{V}}{10{,}07\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}894\%$$

Este ejemplo muestra cómo la realimentación negativa reduce los efectos de los cambios en la red y la carga. En ambos casos, el cambio en la tensión de salida regulada es menor del 1 por 100.

EJEMPLO 24-11

En la Figura 24-16, V_{in} puede variar desde 17,5 a 22,5 V. ¿Cuál es la corriente máxima por el zener? ¿Cuánto valen las tensiones reguladas de salida máxima y mínima? Si la tensión de salida regulada vale 12,5 V, ¿cuánto vale la resistencia de carga cuando comienza la regulación de corriente? ¿Cuál es la corriente aproximada en cortocircuito?

SOLUCIÓN

La corriente máxima en el zener se produce cuando la tensión de entrada es 22,5 V:

$$I_Z = \frac{22{,}5\ \text{V} - 4{,}7\ \text{V}}{820\ \Omega} = 21{,}7\ \text{mA}$$

La tensión regulada de salida mínima se produce cuando el potenciómetro da toda su carga a la rama superior. En este caso, R_1 = 1.750 Ω y R_2 = 750 Ω y la tensión de salida será:

$$V_{out} = \frac{1.750\ \Omega + 750\ \Omega}{1.750\ \Omega}(4{,}7\ \text{V}) = 6{,}71\ \text{V}$$

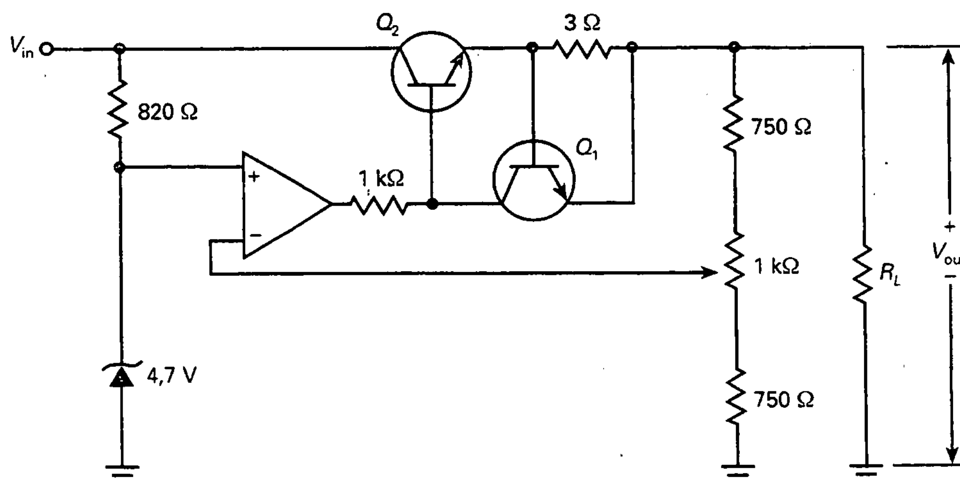


Figura 24-16. Ejemplo.

La tensión regulada de salida máxima se produce cuando el potenciómetro da toda su carga a la rama inferior. En este caso, $R_1 = 750\ \Omega$ y $R_2 = 1.750\ \Omega$ y la tensión de salida será:

$$V_{out} = \frac{750\ \Omega + 1.750\ \Omega}{750\ \Omega}(4{,}7\ \text{V}) = 15{,}7\ \text{V}$$

La limitación de corriente comenzará cuando la tensión en la resistencia de limitación de corriente sea aproximadamente 0,6 V. En este caso, la corriente por la carga será:

$$I_L = \frac{0{,}6\ \text{V}}{3\ \Omega} = 200\ \text{mA}$$

Cuando la tensión de salida sea de 12,5 V, la resistencia de carga cuando comienza la limitación de corriente será de:

$$R_L = \frac{12{,}5\ \text{V}}{200\ \text{mA}} = 62{,}5\ \Omega$$

Cuando se cortocircuitan los terminales de la resistencia de carga, la tensión en la resistencia para limitación de corriente es de aproximadamente 0,7 V y la corriente en cortocircuito vale:

$$I_{SL} = \frac{0{,}7\ \text{V}}{3\ \Omega} = 233\ \text{mA}$$

24-4. REGULADORES LINEALES INTEGRADOS

Existe una gran variedad de circuitos integrados lineales para regulación de tensión con un número de pines que van de 3 a 14. Todos son reguladores serie dado que tienen un rendimiendo mayor que los reguladores en derivación. Algunos reguladores integrados se utilizan en aplicaciones especiales en las que resistencias externas establecen la limitación de corriente, la tensión de salida, etc. Los reguladores integrados usados mayoritariamente son los que tienen únicamente tres pines: uno para la tensión de entrada sin regular, otro para la tensión de salida regulada y un tercero de toma tierra.

Disponibles en encapsulados de plástico o de metal, los reguladores de tres terminales han llegado a ser extremadamente populares debido a que son baratos y fáciles de usar. Aparte de dos condensadores de desacoplo opcionales, los reguladores de tensión integrados de tres terminales no necesitan de componentes externos.

❑ Modelos básicos de reguladores integrados

La mayoría de los reguladores integrados tiene alguno de los siguientes tipos de salida: positiva fija, negativa fija o ajustable. Los reguladores inte-

grados con salida fija positiva o negativa están ajustados de fábrica para obtener diferentes tensiones fijas en un rango que va de los 5 a los 24 V. Los reguladores integrados con salida variable pueden cambiar los valores de la tensión de salida desde menos de 2 V hasta más de 40 V.

Los reguladores integrados se clasifican también como estándar, de baja potencia y de baja tensión diferencial. Los reguladores integrados estándar están diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas. Pueden soportar corrientes de más de 1 A, con disipadores de calor.

Los *reguladores integrados de baja potencia* serán los adecuados cuando las corrientes por la carga no superan los 100 mA. Están disponibles en encapsulados del tipo TO-92, el mismo tamaño que los transistores para pequeña señal como el 2N3904. Como estos reguladores no requieren disipadores de calor, son prácticos y sencillos de usar.

La **tensión de diferencial entrada/salida mínima** o de ***dropout* de un regulador integrado** se define como *la tensión diferencial entrada/salida mínima necesaria para que el regulador regule.* Por ejemplo, un regulador integrado estándar tiene una tensión marginal de 2 a 3 V. Esto quiere decir que es necesaria una tensión de entrada de 2 a 3 V mayor que la tensión de salida regulada del chip para funcionar según las especificaciones. En aplicaciones en las cuales no sea posible conseguir tensiones diferenciales de entre 2 a 3 V, se utilizarán los *reguladores de baja tensión diferencial.* Éstos tienen una tensión de *dropout* de 0,15 V para corrientes por la carga de 100 mA y de 0,7 V para corrientes por la carga de 1 A.

❑ Regulación integrada en placa frente a regulación en un único punto

Para la *regulación en un único punto* se necesita una fuente de alimentación con un regulador de tensión grande que distribuya la tensión regulada por las diferentes *placas* o *tarjetas* (circuitos integrados impresos). Esto genera problemas. Para empezar, el regulador debe proporcionar una gran corriente de carga igual a la suma de las corrientes en todas las placas. Segundo, el ruido y otras *interferencias electromagnéticas* pueden afectar a las conexiones entre la fuente de alimentación regulada y las placas.

Dado que los reguladores integrados son baratos, los sistemas electrónicos con varias placas suelen utilizar la regulación *integrada en la placa.* Esto significa que cada placa tiene su propio regulador de tres terminales para suministrar la tensión que usa cada uno de los componentes de dicha tarjeta. Usando la regulación integrada en placa, se puede repartir una tensión sin regular desde una fuente de alimentación a cada una de las placas y tener un regulador integrado local encargado de regular esta tensión en su propia placa. Esto elimina el problema de la corriente de carga alta y del ruido asociado con los reguladores en un único punto.

❑ Redefinición de regulación de carga y de red

Hasta ahora se ha venido utilizando la definición original para las regulaciones de carga y de red. Los fabricantes de circuitos integrados de regulación fijos prefieren especificar el cambio en la tensión de carga para un rango de

condiciones de carga y red. Éstas son las definiciones para las regulaciones de carga y de red que aparecen en la hojas de características de los reguladores fijos:

Regulación de carga = ΔV_{out} para un rango de corriente por la carga
Regulación de red = ΔV_{out} para un rango de tensión de entrada

Por ejemplo, el LM7815 es un regulador integrado que produce una tensión de salida positiva fija de 15 V. Las especificaciones típicas que aparecen en las hojas de características para las regulaciones de carga y red son las siguientes:

Regulación de carga = 12 mV para I_L = 5 mA a 1,5 A
Regulación de red = 4 mV para V_{in} = 17,5 V a 30 V

La regulación de carga dependerá de las condiciones de la medida. La regulación de carga anterior es para T_j = 25 °C y V_{in} = 23 V. Igualmente, las condiciones de la regulación de red son para T_j = 25 °C e I_L = 500 mA. En cada caso, la temperatura de unión de los dispositivos es de 25 °C.

❑ La serie LM78XX

La serie LM78XX (donde XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 o 24) está compuesta por reguladores de tensión típicos de tres terminales. El 7805 produce una salida de +5 V, el 7806 una de +6 V, el 7808 una de +8 V, etc., hasta el 7824, que produce una salida de +24 V.

La Figura 24-17 muestra el diagrama de bloques funcional para los dispositivos de la serie 78XX. Una tensión de referencia V_{ref} incluida en él alimenta la entrada no inversora del amplificador. La regulación de tensión es parecida a la estudiada anteriormente. Un divisor de tensión compuesto por R'_1 y R'_2 muestrean la tensión de salida y devuelven una tensión de realimentación a la entrada inversora de un amplificador de ganancia alta. La tensión de salida viene dada por:

$$V_{out} = \frac{R'_1 + R'_2}{R'_1} V_{ref}$$

En esta ecuación, la tensión de referencia es equivalente a la tensión zener de los ejemplos anteriores. Las primas incluidas en R'_1 y R'_2 indican que estas resistencias son internas al circuito integrado. Estas resistencias están reguladas de fábrica para conseguir las distintas tensiones de salida (de 5 a 24 V) de la serie 78XX. La tolerancia de la tensión de salida es de ±4 por ciento.

Los LM78XX incluyen un transistor de paso que puede soportar corrientes de carga de 1 A, siempre que cuente con el disipador de calor adecuado. Incluyen también una protección térmica y limitación de corriente. La *protección térmica* provoca la caída del funcionamiento del chip cuando la temperatura interna se hace demasiado alta, del orden de los 175 °C. Ésta es una precaución para evitar la excesiva disipación de potencia, la cual depende de la temperatura ambiente, tipo del disipador de calor y otras variables. La

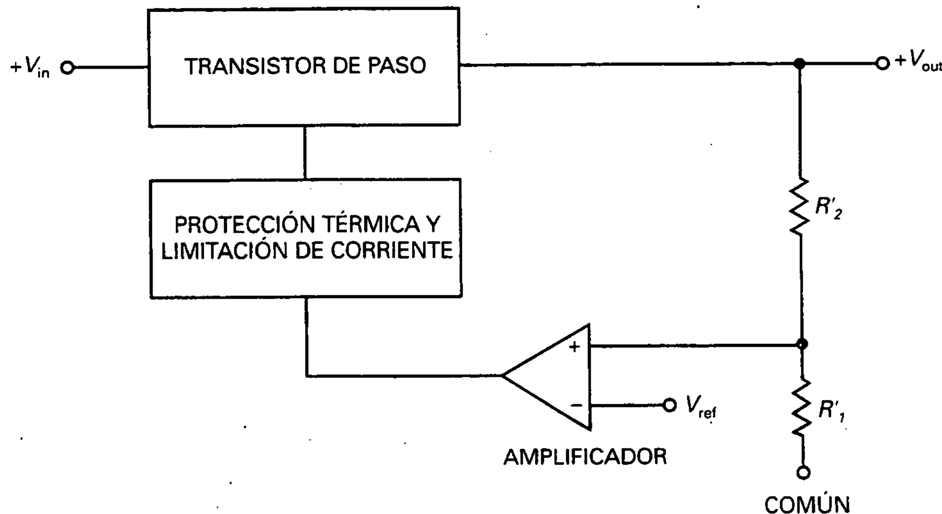


Figura 24-17. Diagrama de bloques funcional de un regulador integrado de tres terminales.

existencia de la protección térmica y de la limitación de corriente hacen de la serie 78XX unos dispositivos casi indestructibles.

❑ Regulador fijo

La Figura 24-18*a* muestra un LM7805 conectado como un regulador de tensión fijo. El pin 1 es la entrada, el pin 2 la salida y el 3 la toma tierra. El LM7805 tiene una tensión de salida de +5 V y una corriente por la carga máxima sobre 1 A. La regulación de carga típica es de 10 mV para una corriente por la carga de entre 5 mA y 1,5 A. La regulación típica de red es de 3 mV para una tensión de entrada de entre 7 a 25 V. Tiene un rechazo al rizado de 80 dB, lo que significa que reducirá el rizado de la entrada en un factor 10.000. Con una resistencia de salida de aproximadamente 0,01 Ω, el LM7805 es una fuente de tensión muy estable para todas las cargas en este rango de corriente.

Cuando un circuito integrado está conectado a unos cuantos centímetros del filtro capacitivo de la fuente de alimentación no regulada, la inductancia de los terminales de conexión puede producir oscilaciones dentro del integrado. Es por esta razón que los fabricantes recomiendan el uso de un condensador de desacoplo C_1 en el pin 1 (Fig. 24-18*b*). Para mejorar la respuesta transitoria de la tensión de salida regulada, se usa algunas veces un condensador de desacoplo C_2. Valores típicos para cualquier condensador de desacoplo van desde 0,1 a 1 µF. La hoja de características de la serie LM78XX sugiere 0,22 µF para el condensador de entrada y 0,1 µF para el de salida.

Cualquier dispositivo de la citada serie LM78XX necesita una tensión de *dropout* de 2 o 3 V, dependiendo de la tensión de salida. Esto quiere decir que la tensión de entrada debe ser al menos 2 o 3 V mayor que la tensión de salida. De otra manera, el circuito dejará de regular. Además, hay una ten-

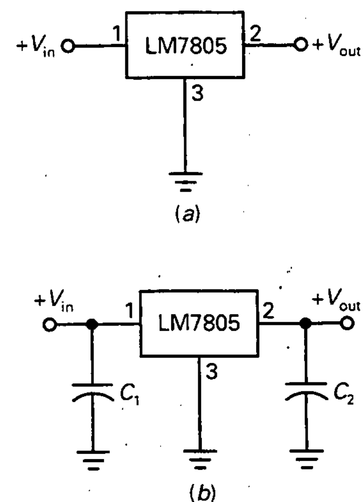


Figura 24-18. *a*) Usando un 7805 para regular tensión; *b*) un condensador en la entrada evita oscilaciones y uno en la salida mejora la resuesta en frecuencia.

sión entrada máxima debido a la máxima disipación de potencia. Por ejemplo, el LM7805 regulará en un intervalo de entrada de entre aproximadamente 8 a 20 V. La hoja de características proporciona las tensiones de entrada mínima y máxima para las otras tensiones de salida prefijadas.

❑ La serie LM79XX

La serie LM79XX es un grupo de reguladores de tensión fija negativa con tensiones ajustadas en −5, −6, −8, −10, −12, −15, −18 y −24 V. Por ejemplo, un LM7905 produce una tensión de salida regulada de −5 V. En el otro extremo, un LM7924 producirá una salida de −24 V. Con la serie LM79XX, la corriente por la carga posible está cercana a 1 A, con el disipador de calor adecuado. Esta serie es similar a la LM78XX estudiada en el apartado anterior, incluidos el limitador de corriente, la protección térmica y el excelente rechazo al rizado.

❑ Fuentes reguladas simétricas

Combinando un LM78XX y un LM79XX, como muestra la Figura 24-19, se puede regular la salida de una fuente de alimentación simétrica. El LM78XX regula la salida positiva y el LM79XX la negativa. Los condensadores de entrada evitan oscilaciones y los de salida mejoran la respuesta transitoria. Las hojas de características de los fabricantes recomiendan añadir dos diodos para asegurar que ambos reguladores entren en conducción con cualquier condición de funcionamiento.

Una solución alternativa para las fuentes de alimentación simétricas es utilizar reguladores simétricos ajustables. Estos circuitos integrados contienen un regulador positivo y otro negativo en un único encapsulado. Como son regulables, este tipo de circuitos integrados pueden hacer variar las fuentes de alimentación simétricas con una única resistencia variable.

❑ Reguladores ajustables

Algunos reguladores integrados (LM31, LM337, LM338 y LM350) son ajustables. Tienen corrientes de carga máximas que van desde 1,5 a 5 A. Por ejemplo, el LM317 es un regulador de tensión positiva de tres terminales que puede proporcionar 1,5 A de corriente de carga sobre un rango de tensiones de salida ajustables de 1,25 a 37 V. El rechazo al rizado es de 80 dB. Esto equivale a decir que el rizado en la entrada es 10.000 veces mayor que a la salida del regulador integrado.

De nuevo, los fabricantes redefinen las regulaciones de carga y red para adaptarlas a las características del regulador integrado. Éstas son las definiciones de dichos parámetros que aparecen en las hojas de características de los reguladores ajustables:

Regulación de carga = Cambio en porcentaje de V_{out} para un intervalo de la corriente de carga

Regulación de red = Cambio en porcentaje de V_{out} por voltio que cambia la entrada

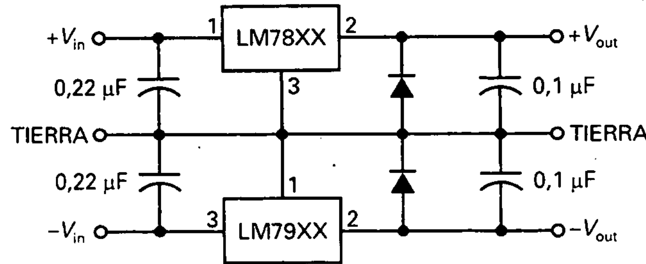


Figura 24-19. Usando un LM78XX y un LM79XX para salidas simétricas.

Por ejemplo, la hoja de características de un LM317 especifica estos valores típicos para las regulaciones de carga y de red:

$$\text{Regulación de carga} = 0{,}3\ \% \text{ para } I_L = 10 \text{ mA a } 1{,}5 \text{ A}$$

$$\text{Regulación de red} = 0{,}2\ \% \text{ por voltio}$$

Como la tensión de entrada es ajustable entre 1,25 y 37 V, tiene sentido especificar la regulación de carga como un porcentaje. Por ejemplo, si la tensión regulada se ajusta a 10 V, la regulación de carga indicará que la tensión de salida permanecerá al 0,3 por 100 de 10 V (o 30 mV) cuando la corriente de carga cambie de 10 mA a 1,5 A.

La regulación de red es del 0,02 por 100 por voltio. Esto indica que la tensión de salida cambia solamente un 0,02 por 100 por cada voltio que cambie la entrada. Si la salida regulada se pone a 10 V y la tensión de entrada aumenta 3 V, la tensión de salida aumentará un 0,06 por 100, equivalente a 60 mV.

La Figura 24-20 muestra una fuente de alimentación sin regular alimentando un LM317. La hoja de características de este integrado da la siguiente ecuación para la tensión de salida:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} + I_{ADJ} R_2 \qquad (24\text{-}18)$$

En esta ecuación, V_{ref} tiene un valor de 1,25 V e I_{ADJ} un valor típico de 50 µA. En la Figura 24-20, I_{ADJ} es la corriente que atraviesa el pin intermedio (el que está entre los pines de entrada y el de salida). Debido a que esta corriente puede variar con la temperatura, corriente de carga y otros factores, normalmente un diseñador hace el primer término de la Ecuación (24-18) mucho mayor que el segundo. Por ello se puede simplificar la ecuación anterior, dando el siguiente resultado:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1{,}25 \text{ V}) \qquad (24\text{-}19)$$

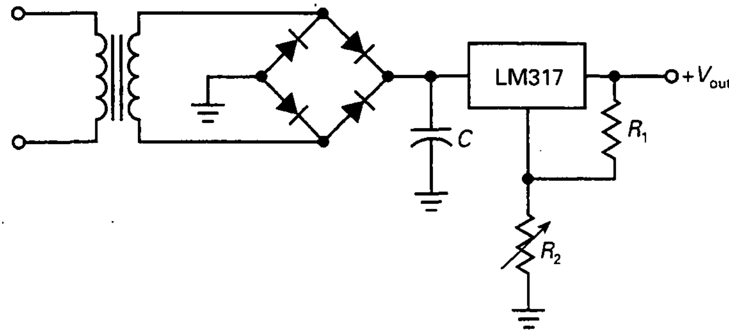


Figura 24-20. Usando un LM317 para regular la tensión de salida.

❑ Rechazo al rizado

El rechazo al rizado de un circuito integrado regulador de tensión es alto, desde 65 a 80 dB. Esto es una importante ventaja dado que no hace necesario el uso de voluminosos filtros *LC* en la fuente de alimentación para evitar este rizado. Todo lo que se necesita es un filtro capacitivo de entrada para reducir el rizado pico a pico sobre el 10 por 100 de la tensión de salida sin regular de la fuente de alimentación.

Por ejemplo, el LM7805 tiene un factor de rechazo al rizado típico de 80 dB. Si un puente rectificador y un filtro capacitivo de entrada producen una tensión de salida de 10 V, con un rizado pico a pico de 1 V, se podrá usar un LM7805 para producir una tensión de salida regulada de 5 V, con un rizado pico a pico de solamente 0,1 mV. La eliminación de los voluminosos filtros *LC* de las fuentes de alimentación sin regular es una gran ventaja que añade el uso de reguladores de tensión integrados.

❑ Tabla de regulación

La Tabla 24-1 ofrece datos de los reguladores integrados más comúnmente usados. El primer grupo, la serie LM78XX, son para tensiones de salida positivas fijas desde 5 a 24 V. Con disipadores de calor, estos reguladores pueden producir corrientes de carga de 1,5 A. La regulación de carga está entre 10 y 12 mV. La regulación de red va desde los 8 a los 18 mV. El factor de rechazo al rizado es mejor en tensiones bajas (80 dB) y peor para tensiones altas (66 dB). La tensión de *dropout* es de 2 V para toda la serie. Las resistencias de salida aumentan desde 8 a 28 mΩ entre la menor y la mayor tensión.

El LM78L05 y el LM78L12 son versiones para baja potencia de sus homólogos estándar, el LM7805 y el LM7812. Los *reguladores integrados de baja potencia* están disponibles en encapsulado TO-92, el cual no necesita disipadores de calor. Como muestra la Tabla 24-1, el LM78L05 y el LM78L12 pueden producir corrientes de carga de 100 mA.

El LM2931 se incluye como ejemplo de regulador con baja tensión de *dropout*. Este regulador ajustable puede producir tensiones de salida de en-

Tabla 24-1. Parámetros típicos para los reguladores de tensión integrados más comunes a 25 °C

Número	V_{out} (V)	$I_{máx}$ (A)	Reg carga (mV)	Reg red (mV)	Rechazo rizado (dB)	Dropout (V)	R_{out} (mΩ)	I_{SL} (A)
LM7805	5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7806	6	1,5	12	5	75	2	9	0,55
LM7808	8	1,5	12	6	72	2	16	0,45
LM7812	12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7815	15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM7818	18	1,5	12	15	69	2	22	0.20
LM7824	24	1,5	12	18	66	2	28	0.15
LM78L05	5	100 mA	20	18	80	1,7	190	0,14
LM78L12	12	100 mA	30	30	80	1,7	190	0,14
LM2931	3 a 4	100 mA	14	4	80	0,3	200	0,14
LM7905	−5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7912	−12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7915	−15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM317	1,2 a 37	1,5	0,3 %	0,02 %/V	80	2	10	2,2
LM337	−1,2 a −37	1,5	0,3 %	0,01 %/V	77	2	10	2,2
LM338	1,2 a 32	5	0,3 %	0,02 %/V	75	2,7	5	8

tre 3 y 24 V con corrientes de carga de 100 mA. Obsérvese que la tensión de *dropout* es de sólo 0,3 V, con lo que la tensión de entrada únicamente tiene que ser 0,3 V superior a la de salida.

El LM7905, LM7912 y LM7915 son reguladores negativos comúnmente usados. Sus parámetros son similares a los de sus homólogos de la serie LM78XX. El LM317 y el LM337 son reguladores ajustables positivos y negativos que pueden proporcionar corrientes de carga de 1,5 A. Finalmente, el LM338 es un regulador ajustable positivo que puede producir tensiones de carga de entre 1,2 a 32 V con corrientes de carga de hasta 5 A.

Todos los reguladores que aparecen en la Tabla 24-1 tienen *protección térmica*. Esto es, todos los reguladores pondrán en corte el transistor de paso y detendrán su funcionamiento si la temperatura del chip comienza a ser demasiado elevada. Cuando el dispositivo se enfríe, éste intentará reiniciarse. Si cualquiera que fuera la causa que provocó el aumento de temperatura desaparece, el regulador volverá a funcionar normalmente. Si esto no es así, permanecerá sin funcionar. La protección térmica es una ventaja que los reguladores monolíticos ofrecen para funcionamientos seguros.

EJEMPLO 24-12

¿Cuál es la corriente por la carga en la Figura 24-21? ¿Cuánto vale el rizado en la salida?

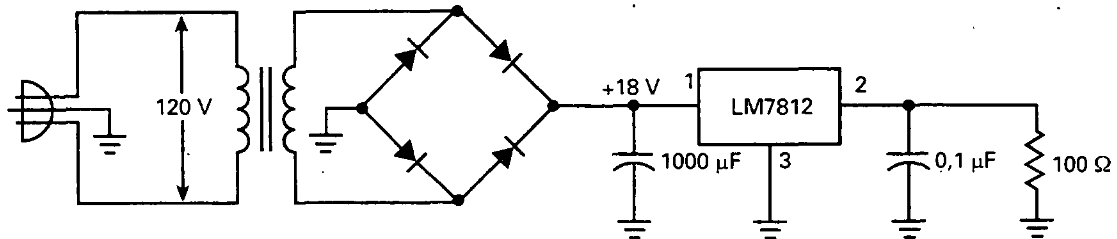


Figura 24-21. Ejemplo.

SOLUCIÓN

El LM7812 produce una tensión de salida regulada de +12 V. De esta forma, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{12\ \text{V}}{100\ \Omega} = 120\ \text{mA}$$

Podemos calcular el rizado de entrada pico a pico con la ecuación dada en el Capítulo 4:

$$V_R = \frac{I_L}{fC} = \frac{120\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(1.000\ \mu\text{F})} = 1\ \text{V}$$

La Tabla 24-1 muestra un valor típico de rechazo al rizado de 72 dB para el LM7812. Si convertimos mentalmente 72 dB (60 dB + 12 dB), obtendremos aproximadamente 4.000. Con una calculadora científica, el valor exacto para el rechazo al rizado será:

$$RR = \text{antilog}\ \frac{72\ \text{dB}}{20} = 3.981$$

El rizado pico a pico en la salida es aproximadamente:

$$V_R = \frac{1\ \text{V}}{4.000} = 0,25\ \text{mV}$$

EJEMPLO 24-13

Si R_1 = 2 kΩ y R_2 = 22 kΩ en la Figura 24-20, ¿cuánto vale la tensión de salida? Si R_2 aumenta a 46 kΩ, ¿cuánto valdrá ahora la tensión de salida?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (24-19):

$$V_{out} = \frac{2\ \text{k}\Omega + 22\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(1,25) = 15\ \text{V}$$

Cuando R_2 aumenta a 46 kΩ, la tensión de salida aumenta hasta:

$$V_{out} = \frac{2\ \text{k}\Omega + 46\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(1{,}25\ \text{V}) = 30\ \text{V}$$

EJEMPLO 24-14

El LM7805 puede regular con unos valores de tensión en la entrada que van desde los 7,5 a los 20 V. ¿Cuánto valen el rendimiento máximo y mínimo?

SOLUCIÓN

El LM7805 tiene una salida de +5 V. Con la Ecuación (24-13), el rendimiento máximo es:

$$\text{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\,\% = \frac{5\ \text{V}}{7{,}5\ \text{V}} \times 100\,\% = 67\,\%$$

El rendimiento mayor se produce cuando la tensión diferencial entrada/salida se aproxima a la tensión de *dropout*.

Por otra parte, el rendimiento mínimo ocurre cuando la tensión de entrada es máxima. En estas condiciones, la tensión diferencial entrada/salida es máxima y la disipación de potencia en el transistor de paso también es máxima. El rendimiento mínimo es:

$$\text{Rendimiento} \cong \frac{5\ \text{V}}{20\ \text{V}} \times 100\,\% = 25\,\%$$

Como la tensión de entrada sin regular está normalmente entre los extremos de las posibles, el rendimiento esperado en un LM7805 podemos situarlo en torno al 40 o 50 por 100.

24-5. AMPLIFICACIÓN DE LA CORRIENTE DE SALIDA

Aunque los reguladores de la serie 78XX que aparecen en la Tabla 24-1 tienen una corriente de carga máxima de 1,5 A, las hojas de características muestran muchos de los parámetros medidos a 1 A. Por ejemplo, aparece en la regulación de red, rechazo al rizado y resistencia de salida. Por este motivo, se supondrá 1 A como el límite en la práctica de la corriente de carga cuando se usen dispositivos de la serie 78XX.

❏ El transistor exterior

Una forma de conseguir una corriente de carga mayor es incluyendo un *amplificador de corriente* (*current booster*). La idea es parecida a la utilizada en un amplificador operacional para aumentar la corriente en la salida. Recuérdese que se usó dicho amplificador operacional para alimentar la corriente de la base de un transistor externo, lo que provocaba un aumento considerable de la corriente de salida.

La Figura 24-22 muestra cómo conectar un transistor exterior para amplificar la corriente en la salida. Este transistor se conoce como *transistor exterior de potencia* (*outboard transistor*). R_1 es una resistencia detectora de corriente de 0,7 Ω. Adviértase el uso de una resistencia de 0,7 Ω frente a una de 0,6 Ω. Esto es debido a que el transistor de potencia necesita más tensión en la base que un transistor para pequeña señal (el utilizado en el modelo anterior).

Cuando la corriente es menor de 1 A, la tensión que atraviesa la resistencia es menor de 0,7 V y el transistor está en corte. Cuando la corriente supera este nivel, el transistor comenzará a conducir y absorberá casi toda la corriente por encima de 1 A. Ésta es la razón: cuando la corriente de carga aumenta, la corriente en el LM78XX aumenta ligeramente, provocando más tensión en la resistencia detectora de corriente, lo que hace que el transistor exterior de potencia conduzca fuertemente.

Cada vez que aumente la corriente de carga, la corriente que atraviesa el dispositivo 78XX aumentará ligeramente, aumentando la tensión en la resistencia detectora de corriente. De esta forma, el transistor exterior de potencia absorbe la mayor parte de cualquier aumento de corriente por encima de 1 A, y en el 78XX sólo aparecerá un pequeño incremento de la corriente.

Para grandes corrientes, la corriente de base en el transistor de potencia puede llegara a ser grande. El chip 78XX tiene que suministrar esta corriente de base además de su parte de la corriente de carga. Cuando la gran corriente en la base comience a ser un problema, el diseñador deberá usar una conexión Darlington en el transistor exterior de potencia. En este caso, la tensión en la resistencia para detección de corriente es aproximadamente de 1,4 V, con lo que R_1 debe aumentar hasta los 1,4 kΩ.

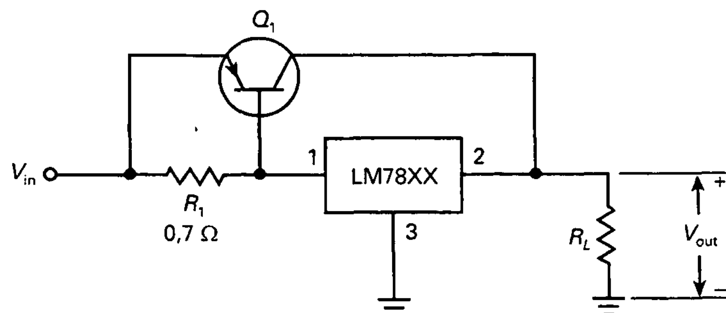


Figura 24-22. Un transistor exterior aumenta la corriente por la carga.

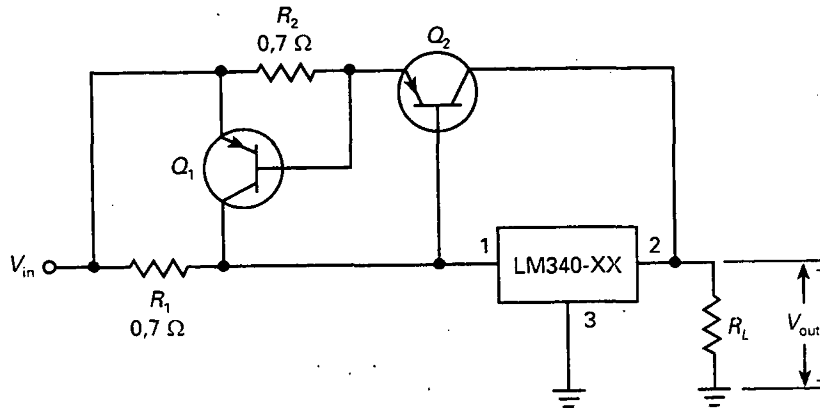


Figura 24-23. Transistor exterior con limitación de corriente.

❑ Protección contra cortocircuito

La Figura 24-23 muestra cómo añadir protección contra cortocircuito al circuito. Se utilizan dos resistencias de detección de corriente, una para alimentar el transistor de potencia exterior Q_2 y la segunda para poner en conducción a Q_1 y proteger contra cortocircuito. Para el siguiente estudio se supondrá que a 1 A conduce Q_2 y a 10 A Q_1 proporciona la protección contra cortocircuito.

Así funciona el circuito: cuando la corriente de carga es mayor de 1 A, la tensión en R_1 es superior a 0,7 V. Esto pone en conducción a Q_2, el cual alimenta la corriente de carga por arriba de 1 A. La corriente exterior tiene que pasar a través de R_2. Como ésta es sólo de 0,07 Ω, la tensión en ella es menor de 0,7 V hasta que la corriente externa no supere los 10 A.

Cuando se alcanzan los 10 A, la corriente que atraviesa Q_2 valdrá:

$$V_2 = (10\ \text{A})(0{,}07\ \Omega) = 0{,}7\ \text{V}$$

Con ello, el transistor limitador de corriente Q_1 se pone en el límite para empezar a conducir. Cuando se superan los 10 A, Q_1 estará fuertemente saturado. Como la corriente de colector de Q_1 pasa por el 78XX, el dispositivo se calienta en exceso y se produce un apagado térmico.

Una nota final: Cuando se utiliza un transistor exterior de potencia, no se mejora el rendimiento de un regulador serie. Con tensiones diferenciales entrada/salida típicas, el rendimiento ronda el 40 o 50 por 100. Para aumentar este rendimiento con tensiones diferenciales entrada/salida altas, se necesitará de diferentes aproximaciones de regulaciones de tensión.

24-6. CONVERTIDORES CC-CC

Algunas veces queremos convertir una tensión continua a otro valor diferente de tensión continua. Por ejemplo, si se tiene un sistema de +5 V, podemos usar un *convertidor cc-cc* para producir una salida de +15 V. Así, tendríamos dos fuentes de alimentación para nuestro sistema: +5 y +15 V.

Los convertidores cc-cc son muy eficientes. Dado que sus transistores conmutan entre conducción y corte, la potencia disipada se reduce enormemente. Rendimientos típicos son desde el 65 al 85 por 100.

Esta sección estudia los convertidores cc-cc sin regular. En la siguiente se verán los convertidores regulados que utilizan la modulación en anchura de pulso. Éstos convertidores cc-cc se les conoce como *reguladores conmutados*.

❑ Idea básica

En un convertidor cc-cc sin regular típico, la entrada de corriente continua se aplica a un oscilador de onda cuadrada. El valor pico a pico de la señal cuadrada de salida es proporcional a la tensión de entrada. La señal cuadrada excita la bobina primaria de un transformador, como aparece en la Figura 24-24. Cuanto mayor sea la frecuencia, menor serán el transformador y los componentes del filtro. Para frecuencias muy altas es difícil producir una onda cuadrada con los flancos verticales. Normalmente, la frecuencia de la onda cuadrada está entre los 10 y los 100 kHz.

Para mejorar el rendimiento se utiliza un tipo especial de transformadores en los convertidores cc-cc más caros. Consiste en un núcleo toroide con un lazo de histéresis regular. Esto produce una tensión secundaria en forma de señal cuadrada. Dicha tensión puede, posteriormente, ser rectificada y filtrada para obtener una tensión de salida continua. Seleccionando diferentes radios de giro se puede modificar arriba o abajo la tensión en el secundario. De esta forma, se puede construir un convertidor cc-cc que modifique la tensión de entrada aumentándola o disminuyéndola.

Una conversión común es de +5 a +15 V. En sistemas digitales, +5 V es la alimentación estándar para la mayoría de los circuitos integrados. Pero los circuitos integrados lineales, como los amplificadores operacionales, pueden necesitar ±15 V. En casos como éste, se deben usar convertidores cc-cc de baja potencia que transforman una entrada de +5 V en una salida dual de ±15 V.

❑ Un posible diseño

Existen muchas formas de diseñar un convertidor cc-cc, dependiendo de si se usan transistores bipolares o FET, de la frecuencia de conmutación, que la tensión de entrada pase a ser mayor o menor a la salida, etc. La Figura 24-25 es un ejemplo de diseño con transistores bipolares de potencia. Funciona de la siguiente manera: un oscilador de relajación produce una

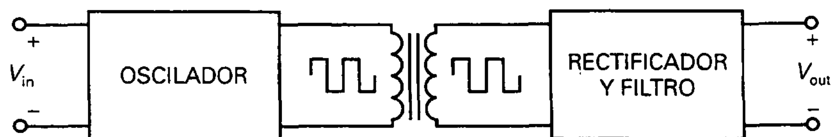


Figura 24-24. Diagrama de bloques funcional de un convertidor cc-cc sin regular.

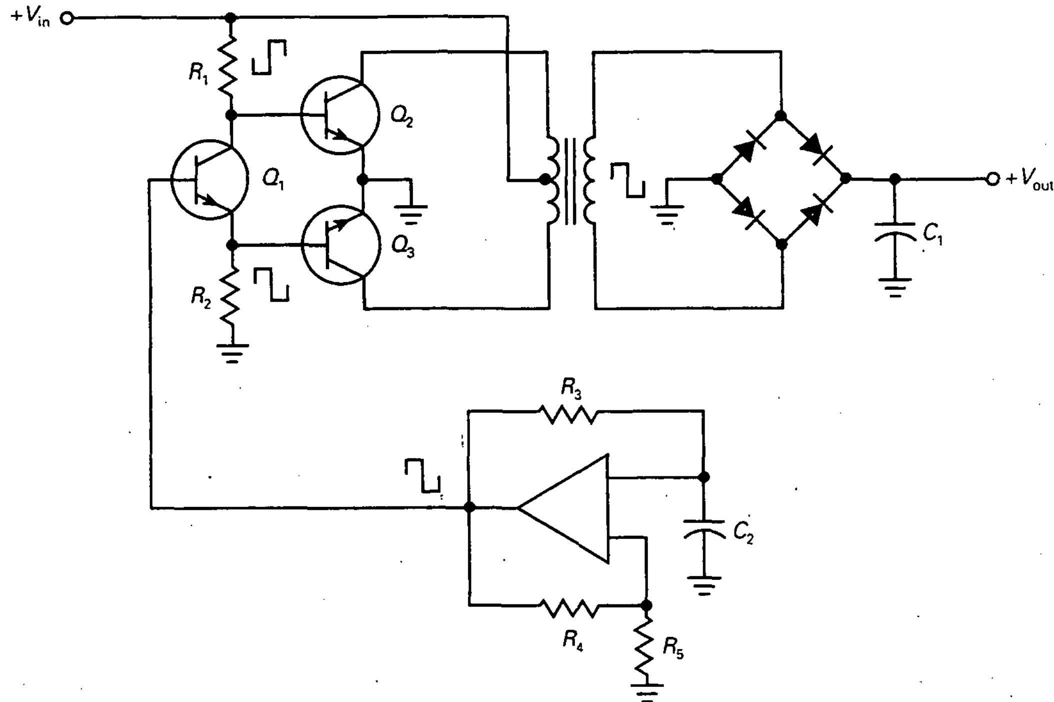


Figura 24-25. Un convertidor cc-cc sin regular.

onda cuadrada con frecuencia fijada por R_3 y C_2. Esta frecuencia estará en el rango de los kilohercios; un valor típico sería de 20 kHz.

La onda cuadrada excita un *divisor de fase* Q_1, circuito cuya salida son ondas iguales en magnitud y opuestas en fase. Estas ondas son la entrada de los transistores de conmutación Q_2 y Q_3 de clase B. El transistor Q_2 conduce durante un semiciclo y Q_3 lo hace durante el otro. La corriente del primario es, por tanto, una señal cuadrada, que inducirá otra señal cuadrada en el secundario, como se vio anteriormente.

La señal cuadrada que sale del secundario alimenta un puente rectificador y un filtro capacitivo. Debido a que se trata de una señal cuadrada rectificada con una frecuencia del orden de unos kHz, es fácil de filtrar. La salida final es una tensión continua de un nivel diferente al de la entrada.

❑ Convertidores cc-cc comerciales

La salida del convertidor cc-cc de la Figura 24-25 no está regulada. Esto es típico en convertidores cc-cc económicos. Se comercializan dispositivos de este tipo con rendimientos entre el 65 y el 85 por 100. Por ejemplo, están disponibles convertidores cc-cc económicos de +5 a ±12 V de 375 mA, de +5 a +9 V de 200 mA, +12 a ±5 V de 250 mA, etc. Todos estos convertidores requieren una tensión de entrada fija, ya que no incluyen regulación de tensión. Además, sus frecuencias de conmutación van de los 10 a los 100 kHz.

Por ello incluyen protección contra interferencias de RF. La mayoría de las unidades tienen un *MTBF* de 200.000 horas (*MTBF: mean time between failure:* tiempo medio entre fallos).

24-7. REGULADORES CONMUTADOS

Los *reguladores conmutados* provienen de la clase general de convertidores cc-cc, dado que transforman una tensión de entrada continua en otra tensión de salida continua, superior o inferior a la de entrada. Pero los reguladores conmutados incluyen también regulación de tensión, típicamente modulación en ancho de pulso controlando el corte y la conducción de un transistor. Con cambios en el ciclo de trabajo, los reguladores conmutados pueden mantener la tensión de salida constante bajo condiciones de variación de la red y la carga.

❑ El transistor de paso

En los reguladores serie la potencia disipada en el transistor de paso era aproximadamente la tensión diferencial entrada/salida por la corriente de carga:

$$P_D = (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})I_L$$

Si la tensión diferencial entrada/salida era igual a la tensión de salida, el rendimiento se aproximaba al 50 por 100. Por ejemplo, si la entrada a un 7805 es de 10 V, la tensión en la carga es 5 V y el rendimiento es del 50 por 100.

Los reguladores serie de tres terminales son muy populares, ya que son fáciles de usar y cubren la mayoría de las necesidades cuando la potencia de carga es menor de 10 W. Para este orden de potencia de carga y rendimientos del 50 por 100, la potencia disipada en el transistor de paso es también de 10 W. Esto representa la mayor parte de la potencia perdida por calor generado en el interior. Con potencias de carga del orden de 10 W, los disipadores de calor empiezan a ser voluminosos y la temperatura en el interior de los equipos puede llegar a ser inaceptable.

❑ Conmutación del transistor de paso

La mejor solución al problema del bajo rendimiento y las altas temperaturas en los equipos son los reguladores conmutados, brevemente descritos anteriormente. Con este tipo de regulador, el transistor de paso está conmutando entre saturación y corte. Cuando el transistor está en corte, la potencia disipada es virtualmente cero. Cuando el transistor se satura, la potencia disipada permanece muy baja, ya que $V_{CE(\text{sat})}$ es mucho menor que la tensión diferencial entrada/salida de los reguladores serie. Como se mencionó anteriormente, los reguladores conmutados pueden alcanzar rendimientos de entre el 75 y el 95 por 100. Por su gran rendimiento y su pequeño tamaño, comienzan a ser extensamente usados.

❑ Topologías

Topología es un término usado a menudo en la literatura del regulador conmutado. Es la técnica de diseño o composición fundamental del circuito. Se han desarrollado muchas topologías en los reguladores conmutados, ya que unas son más convenientes en algunas aplicaciones que en otras.

La Tabla 24-2 muestra las topologías usadas en los reguladores conmutados. Las tres primeras son las más básicas. Utilizan el menor número de componentes y pueden soportar potencias de carga del orden de los 150 W. Ya que su complejidad es baja, son comúnmente usadas, especialmente con reguladores conmutados integrados.

Cuando es preferible el uso de un transformador aislado, se usarán las topologías de *flyback* y de *half-forward*, que soportan hasta 150 W. Cuando la potencia de carga está entre 150 y 2.000 W, las topologías de *push-pull*, de *medio puente* o de *puente completo* serán las adecuadas. Como estas tres últimas usan más componentes, la complejidad del circuito es mayor.

❑ Regulador reductor

En la Figura 24-26*a* se representa un *regulador reductor*, la topología más básica para un regulador conmutado. Un regulador reductor siempre disminuye la tensión. Se usa como dispositivo de conmutación un transistor, ya sea bipolar o FET. La señal rectangular de salida del modulador de pulso abre y cierra el conmutador. El comparador controla el ciclo de trabajo de los pulsos. Por ejemplo, el modulador de ancho de pulso puede ser un multivibrador de disparo único con un comparador alimentando la entrada de control. Como se estudió en el Capítulo 23 con un temporizador 555 monoestable, un aumento de la tensión de control aumenta el ciclo de trabajo.

Cuando el pulso está en nivel alto, el conmutador está cerrado. Esto polariza en inversa el diodo, con lo que toda la corriente de entrada circula a través de la autoinducción. Esta corriente crea un campo magnético alrededor de dicha autoinducción. La cantidad de energía almacenada en el campo magnético viene dada por:

$$\text{Energía} = 0{,}5Li^2 \qquad (24\text{-}20)$$

Tabla 24-2. Topologías de los reguladores conmutados

Topología	Conversión	Choque	Transformador	Diodos	Transistores	Potencia (W)	Complejidad
Reductora	Reduce	Sí	No	1	1	0-150	Baja
Elevadora	Aumenta	Sí	No	1	1	0-150	Baja
Inversora	Ambas	Sí	No	1	1	0-150	Baja
Flyback	Ambas	No	Sí	1	1	0-150	Media
Half-forward	Ambas	Sí	Sí	1	1	0-150	Media
Contrafase	Ambas	Sí	Sí	2	2	100-1000	Alta
Medio puente	Ambas	Sí	Sí	4	2	100-500	Alta
Puente completo	Ambas	Sí	Sí	4	4	400-2000	Muy alta

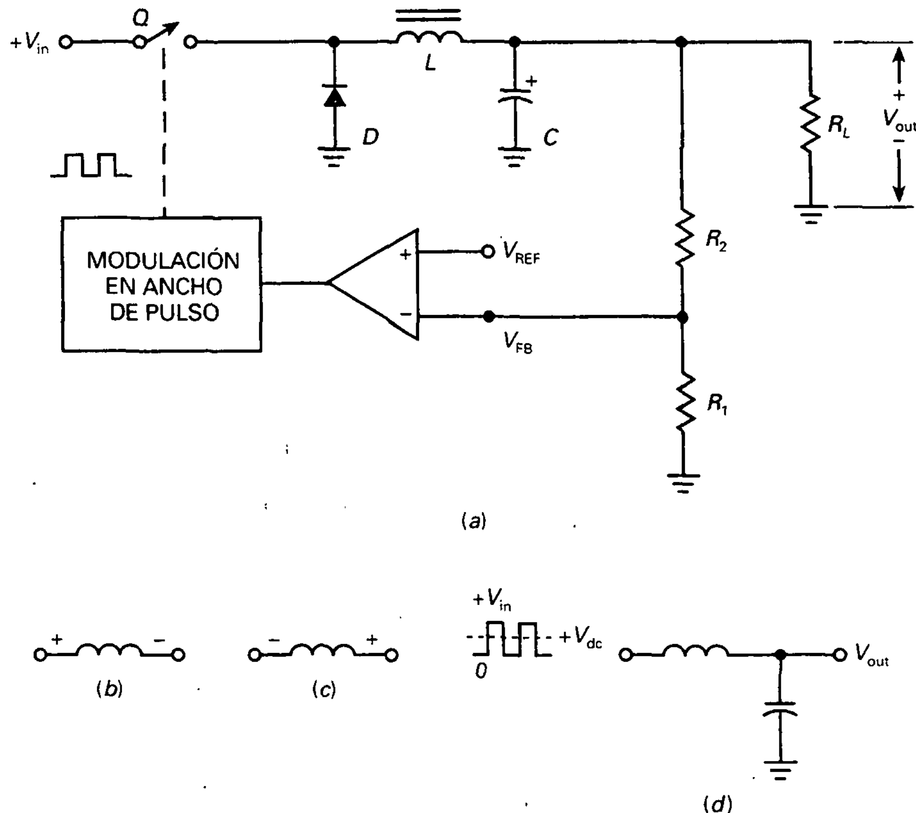


Figura 24-26. *a*) Regulador reductor; *b*) polaridad con el conmutador cerrado; *c*) polaridad con el conmutador abierto; *d*) el filtro de choque pasa un valor de continua a la salida.

La corriente que atraviesa la autoinducción también carga el condensador y proporciona corriente a la carga. Mientras el conmutador esté cerrado, la tensión en la autoinducción tiene la polaridad como aparece en la Figura 24-26*b*. Como la corriente en la bobina aumenta, se va almacenando más energía en el campo magnético.

Cuando cae el pulso, se abre el conmutador. En este instante, el campo magnético en torno a la autoinducción comienza a caer e induce una tensión inversa en la misma, como refleja la Figura 24-26*c*. Esta tensión inversa se llama *golpe inductivo*. Debido a este golpe inductivo, el diodo se polariza en directa y la corriente que circula por la autoinducción continúa haciéndolo en el mismo sentido. En este momento, la bobina está devolviendo al circuito la energía almacenada. En otras palabras, la autoinducción actúa como una fuente y continúa suministrando corriente a la carga.

La corriente circulará por la bobina hasta que ésta entregue toda la energía al circuito (funcionamiento discontinuo) o hasta que el conmutador se cierre de nuevo (funcionamiento continuo), con lo que se volverá al principio. En cualquier caso, el condensador proporcionará también corriente a la carga durante parte del tiempo que el conmutador esté abierto. De esta forma, se minimiza el rizado en la carga.

El conmutador está abriéndose y cerrándose continuamente. La frecuencia de conmutación va desde los 10 a más de 100 kHz (algunos reguladores conmutados integrados lo hacen a más de 1 MHz). La corriente circula por la autoinducción siempre en el mismo sentido, saliendo del diodo o del conmutador en momentos diferentes del ciclo.

Con una tensión de entrada fija y un diodo ideal, llegará una tensión de forma rectangular a la entrada del *filtro de choque* (véase Fig. 24-26*d*). Como se vio en el Capítulo 4, la salida de un filtro de choque es igual a la corriente continua o valor medio de la entrada. El valor medio está relacionado con el ciclo de trabajo de la forma:

$$V_{out} = DV_{in} \tag{24-21}$$

Cuanto mayor sea el ciclo de trabajo, mayor será la tensión continua de salida.

Cuando la fuente se enciende por primera vez, no hay tensión en la salida que realimente el divisor de tensión formado por R_1 y R_2. Entonces, la salida del comparador es muy alta y el ciclo de trabajo se aproxima al 100 por 100. Como la tensión de salida aumenta, la tensión de realimentación V_{FB} disminuye la salida del comparador, con lo que se reduce el ciclo de trabajo. En algún punto, la tensión de salida alcanzará un equilibrio en el cual la tensión de realimentación produzca un ciclo de trabajo que tenga la misma tensión de salida.

Debido a la alta ganancia del comparador, un virtual cortocircuito entre los terminales del mismo significa que:

$$V_{FB} \cong V_{REF}$$

De aquí se puede obtener la siguiente ecuación para la tensión de salida:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} \tag{24-22}$$

Después de establecerse el equilibrio, cualquier intento de cambio en la tensión de salida, ya sea debido a cambios en la red o en la carga, será completamente compensado por la realimentación negativa. Por ejemplo, si la tensión de salida trata de aumentar, la tensión de realimentación disminuye la salida del comparador. Esto disminuye el ciclo de trabajo y la tensión de salida. El efecto global es sólo un ligero incremento de la tensión de salida, mucho menor que sin la tensión de realimentación.

De forma parecida, si la tensión de salida trata de disminuir por cambios en la red o la carga, la tensión de realimentación será menor y la salida del comparador mayor. Esto aumenta el ciclo de trabajo y provoca una tensión de salida mayor que compensa casi todo el intento de disminución en la tensión de salida.

❑ Regulador elevador

En la Figura 24-27*a* se muestra un *regulador elevador*, otro regulador conmutado de topología básica. Este tipo de reguladores siempre aumentan la

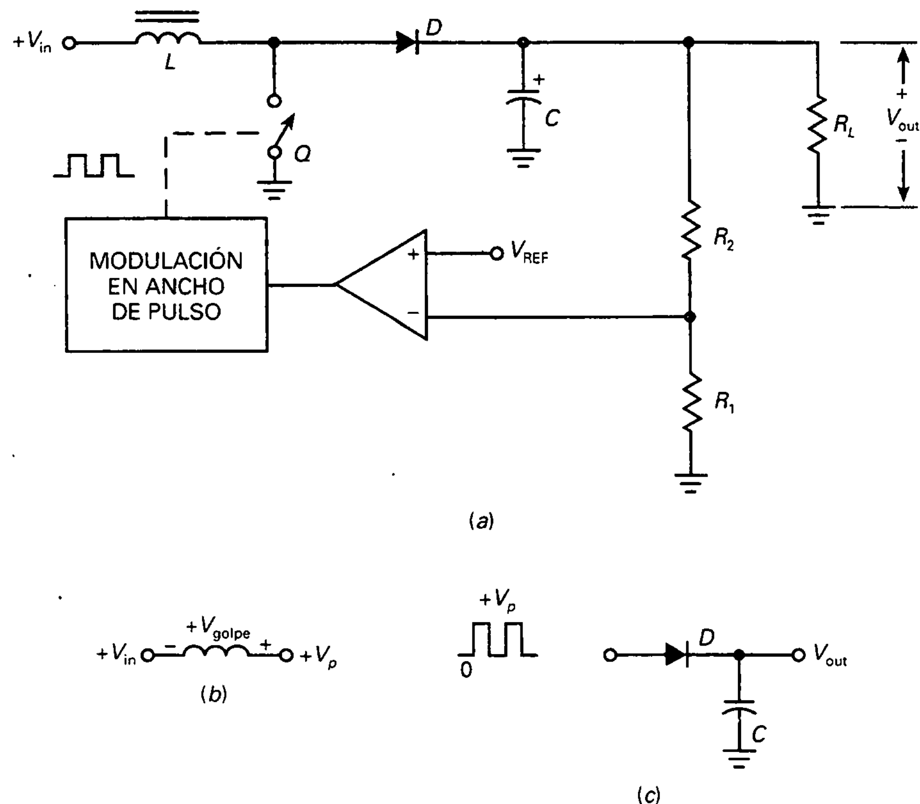


Figura 24-27. *a*) Regúlador elevador; *b*) la tensión de golpe se suma a la salida cuando el conmutador está abierto; *c*) el filtro con condensador de entrada produce una tensión de salida igual al pico de entrada.

tensión. La teoría de su funcionamiento es similar a la del regulador reductor en algunos aspectos, pero muy diferente en otros. Por ejemplo, cuando el pulso está en nivel alto, el conmutador está cerrado y la energía se almacena en el campo magnético, como se vio anteriormente.

Cuando el pulso pasa a nivel bajo, se abre el conmutador. De nuevo, el campo magnético inducido en la bobina comienza a disminuir y provoca una tensión inversa en ésta, como muestra la Figura 24-27*b*. Obsérvese que la tensión de entrada se suma ahora al golpe inductivo. Esto significa que el pico de tensión en el extremo derecho de la autoinducción es:

$$V_p = V_{in} + V_{golpe} \tag{24-23}$$

El golpe inductivo depende de la cantidad de energía que se halla almacenado en el campo magnético. Dicho de otra manera, V_{golpe} es proporcional al ciclo de trabajo.

Con una tensión fija de entrada, llegará una tensión de forma rectangular a la entrada del *filtro con condensador* de la Figura 24-27*c*. De esta forma, la tensión de salida regulada es aproximadamente igual al pico de tensión dado por la Ecuación (24-23). Como V_{golpe} es siempre mayor que cero, V_p es siem-

pre mayor que V_{in}. Es por esto por lo que un regulador elevador siempre aumenta la tensión.

Aparte de usar un filtro con condensador en vez de un filtro choque, la regulación con topología elevadora es similar a la de topología reductora. Debido a la alta ganancia del comparador, la realimentación es casi igual a la tensión de referencia. De esta forma, la tensión de salida regulada también viene dada por la Ecuación (24-22). Si la tensión de salida trata de aumentar, hay menor realimentación, menor salida en el comparador, un ciclo de trabajo menor y un menor golpe inductivo. Esto disminuye el pico de tensión, lo que compensa el intento de aumento de la tensión de salida. Si la tensión de salida trata de disminuir, el aumento de la tensión de realimentación aumentará el pico de tensión, lo que compensa este intento de disminución.

❑ Regulador inversor

La Figura 24-28*a* muestra un *regulador inversor*, la tercera topología básica de los reguladores conmutados. Un regulador inversor siempre produce una

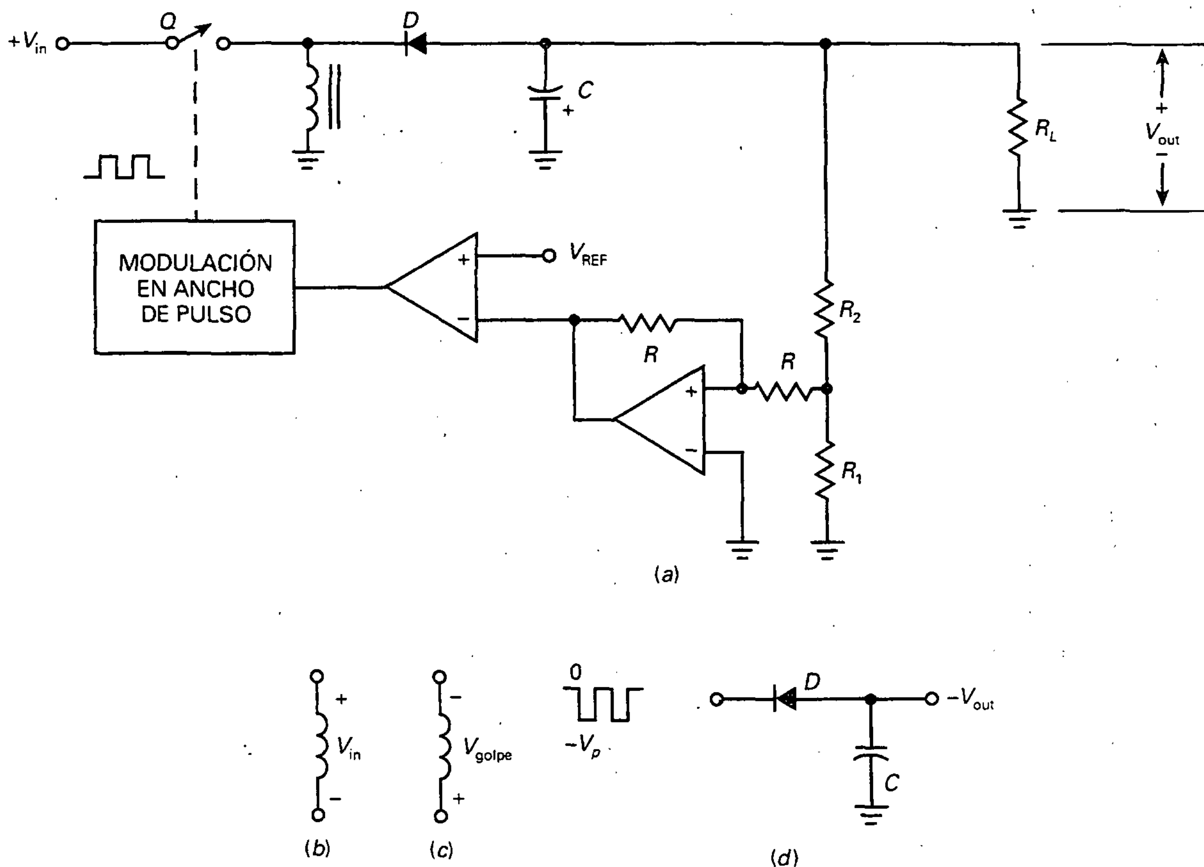


Figura 24-28. *a*) Regulador inversor; *b*) polaridad con el conmutador abierto; *c*) polaridad con el conmutador cerrado; *d*) el filtro con condensador de entrada produce una tensión de salida igual al pico negativo.

tensión negativa de salida cuando es alimentado con una tensión negativa. Cuando el modulador de ancho de pulso tiene su salida en nivel alto, el conmutador permanece cerrado y se almacena energía en el campo magnético. En este momento, la tensión en la autoinducción es igual a V_{in}, con la polaridad que aparece en la Figura 24-28*b*.

Cuando el pulso pasa a nivel bajo se abre el conmutador. De nuevo, comienza a disminuir el campo magnético en la bobina y esto induce una tensión de golpe en el mismo, como se muestra en la Figura 24-28*c*. La tensión de golpe es proporcional a la energía almacenada en el campo magnético, la cual está controlada por el ciclo de trabajo. Si el ciclo de trabajo es bajo, la tensión de golpe se aproxima a cero. Si éste es alto, la tensión de golpe puede ser mayor que V_{in}, dependiendo de la energía almacenada.

En la Figura 24-28d, el valor absoluto del pico de tensión puede ser mayor o menor que la tensión de entrada. El diodo y el filtro con condensador producirán entonces una tensión de salida $-V_p$. Como el valor absoluto de la tensión de salida puede ser mayor o menor que la tensión de entrada, se le llama a esta topología *reductora-elevadora*.

En la Figura 24-28*a* se utiliza un amplificador en configuración inversora para invertir la tensión de realimentación antes de que alcance la entrada inversora del comparador. La regulación en tensión funcionará ahora como se describió anteriormente. Cualquier intento de aumento en la tensión de salida disminuirá el ciclo de trabajo, lo que reduce el valor de pico de la tensión. Cualquier intento de disminuir la tensión de salida aumentará el ciclo de trabajo. De la misma manera, la realimentación negativa mantiene la tensión de salida casi constante.

❑ Reguladores reductores integrados

Algunos reguladores conmutados en circuito integrado tienen sólo cinco terminales. Por ejemplo, el LT1074 es un regulador conmutado bipolar monolítico con topología reductora. Contiene la mayoría de los componentes descritos hasta ahora, como una tensión de referencia de 2,21 V, un dispositivo de conmutación, un oscilador interno, un modulador de ancho de pulso y un comparador. Funciona a una frecuencia de 100 kHz, y puede aceptar tensiones desde los +8 a los +40 V de continua, con un rendimiento de entre el 75 y el 90 por 100 para corrientes de carga 1 a 5 A.

En la Figura 24-29 aparece un LT1074 conectado como un regulador reductor. El pin 1 (FB, *feedback*) es para la tensión de realimentación. El pin 2 (COMP) es para la compensación de frecuencia, que previene de oscilaciones de alta frecuencia. El pin 3 (GND) es el de tierra. El pin 4 (OUT) es la salida conmutada del dispositivo interno de conmutación. El pin 5 (IN) es para la tensión de entrada continua.

D_1, L_1, C_1, R_1 y R_2 realizan las mismas funciones descritas anteriormente en el apartado del regulador reductor. Pero hay que advertir del uso de un diodo Schottky para mejorar el rendimiento del regulador. Como el diodo Schottky tiene una barrera de potencial baja, la disipación de potencia será menor. La hoja de características de un LT1074 recomienda añadir un condensador C_2 de 200 a 470 μF en la entrada para filtrar la señal de red. También recomienda una resistencia R_3 de 2,7 kΩ y un condensador C_3 de 0,01 μF para estabilizar el lazo de realimentación (prevenir oscilaciones).

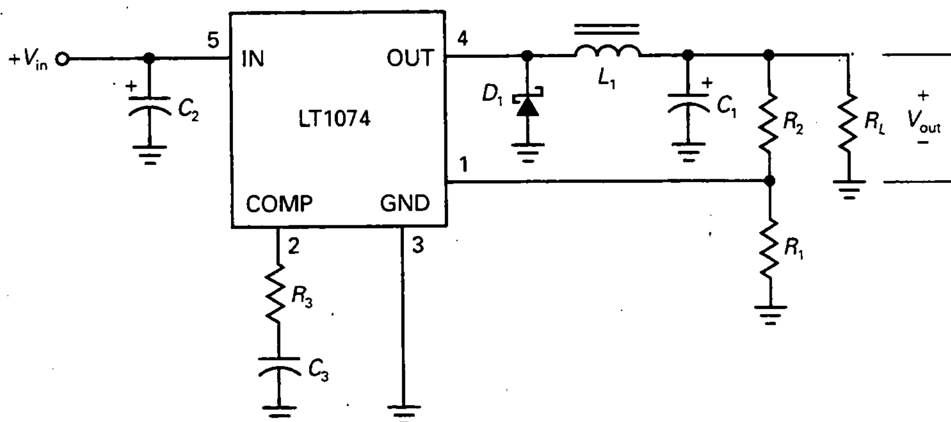


Figura 24-29. Regulador reductor con un LT1074.

El LT1074 es un dispositivo de uso extendido. Un vistazo por la Figura 24-29 explicará el porqué. El circuito es increíblemente simple, considerando que es un regulador conmutado, uno de los circuitos más difíciles de diseñar y construir. Afortunadamente, los diseñadores de circuitos integrados han hecho todo el trabajo duro, ya que el LT1074 incluye todos los componentes menos los que no se pueden integrar (filtros con condensador y de choque) y aquellos que se dejan a elección del usuario (R_1 y R_2). Escogiendo distintos valores para R_1 y R_2, se puede regular la tensión de salida desde los 2,5 a los 38 V. Como la tensión de referencia es de 2,21 V, la tensión de salida vendrá dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(2{,}21\text{ V}) \qquad (24\text{-}24)$$

La tensión diferencial entrada/salida deberá ser de al menos 2 V, ya que el conmutador interno es un transistor *pnp* excitando a otro Darlington *npn*. La caída total en el conmutador puede llegar a los 2 V para corrientes altas.

❑ Reguladores elevadores integrados

El MAX631 es un regulador conmutado CMOS integrado que utiliza la topología elevadora para obtener una salida regulada. Este regulador conmutado integrado de baja potencia tiene una frecuencia de conmutación de 50 kHz, una tensión de entrada de 2 a 5 V y un rendimiento del 80 por 100. El MAX631 es lo más novedoso en simplicidad, dado que necesita de sólo dos componentes externos.

Por ejemplo, en la Figura 24-30 se muestra el MAX631 configurado como regulador elevador, con una tensión de salida fija de +5 V y una entrada de +2 a +5 V. La tensión de entrada se obtiene de una batería, ya que una de las aplicaciones de estos reguladores integrados es en aparatos portátiles. La hoja de características recomienda el uso de una autoinducción de 330 μH y un condensador de 100 μF.

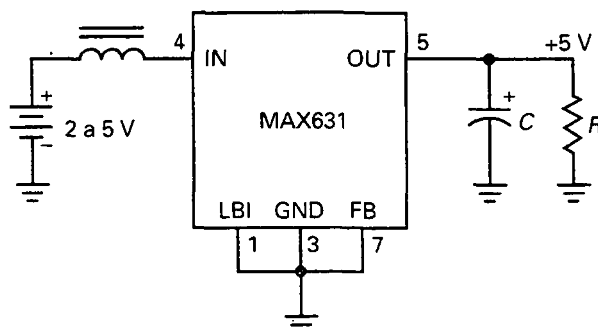


Figura 24-30. Regulador elevador con un MAX631.

El MAX631 es un dispositivo de 8 terminales, de los cuales, los que no se usan o se conectan a tierra o se dejan libres. En la Figura 24-30, el pin 1 (LBI: *low-battery indicator*) se puede utilizar para detectar cuándo la batería está baja de carga. Si ésta está a tierra, no afecta al dispositivo. Aunque se usa normalmente como un regulador de salida fija, el MAX631 puede funcionar con un divisor de tensión externo para proveer de una tensión de realimentación a través del pin 7 (FB). Si el pin 7 está a tierra, la tensión de salida está ajustada de fábrica a +5 V.

Además del MAX631, existe el MAX632, con una tensión de salida de +12 V, y el MAX633, con una tensión de salida de +15 V. Todos ellos incluyen el pin 6, llamado *bomba de carga*, el cual es un buffer de baja impedancia que produce una señal de salida rectangular. La señal oscila entre 0 y V_{out} a la frecuencia del oscilador y se le puede añadir un cambiador de nivel negativo y un detector de pico para conseguir una tensión de salida negativa.

Por ejemplo, en la Figura 24-31*a* se muestra cómo configurar un MAX633 para obtener una salida de aproximadamente −12 V. C_1 y D_1 son un cambiador de nivel negativo. C_2 y D_2 son el detector de pico negativo. Así es como funciona la bomba de carga: la Figura 24-31*b* muestra la forma de onda ideal para la tensión saliendo del pin 6. Debido al cambiador de nivel negativo, la forma de onda ideal para la tensión en D_1 es la señal recortada negativamente de la Figura 24-31*c*. Esta señal entra en el detector de pico negativo y produce una salida de aproximadamente −12 V a 20 mA. El valor absoluto de esta tensión es aproximadamente de 3 V menos que la tensión de salida debido a la caída en los diodos (D_1 y D_2) y en la impedancia del buffer (alrededor de 30 Ω).

Si se usa una batería para proporcionar la tensión en la entrada de un regulador lineal, la tensión de salida es siempre menor. Los reguladores de elevación no sólo tienen un mejor rendimiento que los reguladores lineales, sino que pueden aumentar la tensión de un sistema alimentado con batería. Esto es muy importante y explica el hecho de que los reguladores de elevación monolíticos se usen ampliamente.

La disponibilidad de baterías recargables de bajo coste hace de los reguladores elevadores integrados una elección normal en los sistemas alimentados por batería.

Estos tres reguladores integrados tienen una tensión de referencia inter-

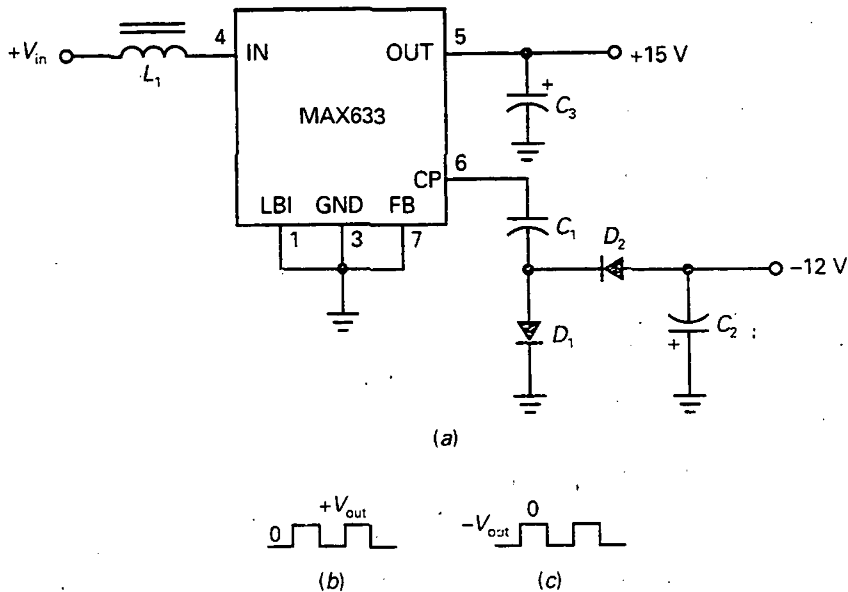


Figura 24-31. *a*) Usando la bomba de carga de un MAX633 para producir tensiones de salida negativas; *b*) la salida del pin 6 alimenta un cambiador de nivel negativo; *c*) entrada del detector de pico.

na de 1,31 V. Cuando se usan con un divisor de tensión externo, la tensión de salida regulada viene dada por la ecuación:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1{,}31 \text{ V}) \qquad (24\text{-}25)$$

❑ Reguladores inversores monolíticos

El diseño interno de un LT1074 puede soportar una conexión externa inversora, como se muestra en la Figura 24-32. De nuevo, se utiliza un diodo

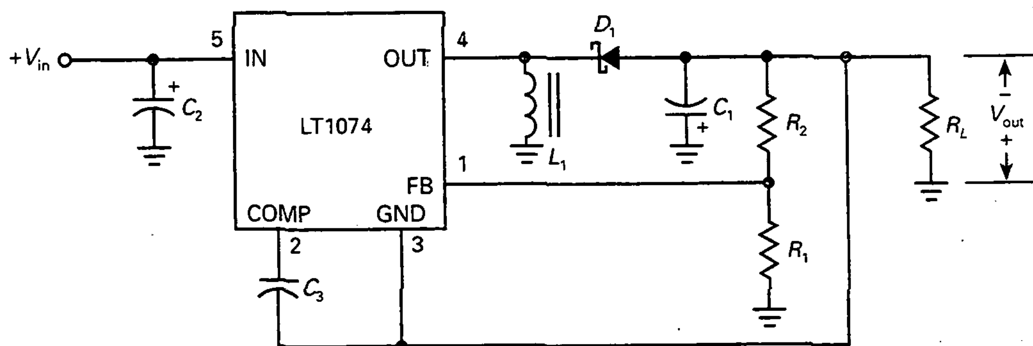


Figura 24-32. Usando un LT1074 como regulador inversor.

Schottky para mejorara el rendimiento. Como se analizó anteriormente, la energía del campo magnético se almacena en la autoinducción cuando el conmutador está cerrado. Al abrirse, el campo magnético comienza a disminuir y polariza en directa al diodo. La tensión de golpe negativa en la autoinducción pasa por el filtro con condensador y produce $-V_{out}$.

En el estudio anterior de la topología reductora-elevadora (Fig. 24-28*a*) se usó un amplificador en configuración inversora para conseguir una tensión de realimentación positiva, ya que la salida del divisor de tensión era negativa. El diseño interno del LT1074 tiene en cuenta este problema. La hoja de características recomienda conectar el pin 3 de tierra con la tensión de salida negativa, como se muestra en la Figura 24-32. Esto proporciona al comparador una tensión de error que controla al modulador de ancho de pulso.

EJEMPLO 24-15

En el regulador reductor de la Figura 24-29, R_1 = 2,21 kΩ y R_2 = 2,8 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Y la tensión mínima de entrada que puede usarse para esta tensión de salida?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (24-24), podemos calcular:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} = \frac{2,21 \text{ k}\Omega + 2,8 \text{ k}\Omega}{2,21 \text{ k}\Omega} (2,21 \text{ V}) = 5,01 \text{ V}$$

Debido a la caída de tensión en el dispositivo de conmutación del LT1074, la tensión de entrada debe ser al menos 2 V mayor que la tensión de salida, lo que significa una tensión mínima de entrada de 7 V. Para una tensión diferencial entrada/salida menos ajustada se debería usar una tensión de entrada de 8 V.

EJEMPLO 24-16

En el regulador diferencial de la Figura 24-32, R_1 = 1 kΩ y R_2 = 5,79 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN

Con la Ecuación (24-24), podemos calcular:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} = \frac{1 \text{ k}\Omega + 5,79 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} (2,21 \text{ V}) = 15 \text{ V}$$

RESUMEN

Sección 24-1. Características de las fuentes de alimentación

La regulación de carga indica cuánto cambia la tensión de salida cuando cambia la corriente por la carga. La regulación de red indica lo que cambia la tensión de salida cuando lo hace la tensión de red. La resistencia de salida determina la regulación de carga.

Sección 24-2. Reguladores en derivación

El regulador zener es el ejemplo más simple de un regulador en derivación. Añadiendo unos transistores y un amplificador operacional, se puede construir un excelente regulador en derivación de carga y red. La principal desventaja de los reguladores en derivación es su bajo rendimiento, debido a las pérdidas de potencia en la resistencia serie y el transistor paralelo.

Sección 24-3. Reguladores serie

Conectando un transistor de paso a una resistencia serie, se construyen los reguladores serie de rendimiento mayor que los reguladores en derivación. El seguidor zener es el ejemplo más simple de regulador serie. Añadiendo unos transistores y un amplificador operacional, se puede construir un excelente regulador serie de carga y red, además de con limitación de corriente.

Sección 24-4. Reguladores lineales integrados

Los reguladores de tensión integrados pueden ser de los siguientes tipos con respecto a la tensión: positivo fijo, negativo fijo o ajustable. También se clasifican en estándar, de baja potencia y de baja tensión diferencial. La serie LM78XX es la típica para reguladores fijos con salidas de 5 a 24 V.

Sección 24-5. Amplificación de la corriente de salida

Para aumentar la corriente regulada de carga de un regulador integrado como el 78XX, se puede usar un transistor externo que aportará la corriente por encima de 1 A. Si se añade otro transistor, tenemos protección contra cortocircuito.

Sección 24-6. Convertidores cc-cc

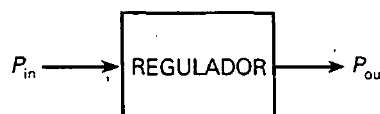
Cuando se quiere transformar una tensión continua de entrada en una tensión continua de otro valor a la salida, se utiliza comúnmente un convertidor cc-cc. Los convertidores cc-cc sin regular están compuestos de un oscilador con una tensión de salida proporcional a la tensión de entrada. Normalmente son una serie de transistores en contrafase y un transformador los que elevan o disminuyen la tensión. Después es rectificada y filtrada para conseguir una tensión de salida diferente a la de la entrada.

Sección 24-7. Reguladores conmutados

Un regulador conmutado es un convertidor cc-cc que utiliza la modulación de ancho de pulso para regular la tensión de salida. Conmutando el transistor de paso, este tipo de reguladores alcanza rendimientos del 70 al 95 por 100. Las topologías básicas son la reductora, la elevadora y la inversora.

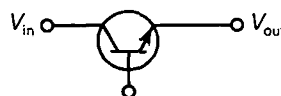
DEFINICIONES

(24-8) Rendimiento:



$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\,\%$$

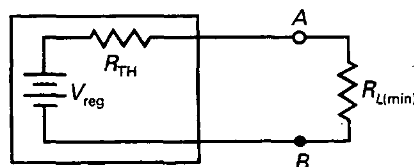
(24-11) Tensión diferencial entrada/salida:



$$\text{Tensión diferencial entrada/salida} = V_{in} - V_{out}$$

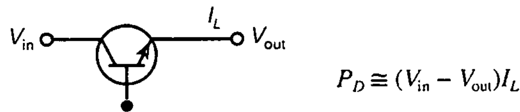
DERIVACIONES

(24-4) Regulación de carga:



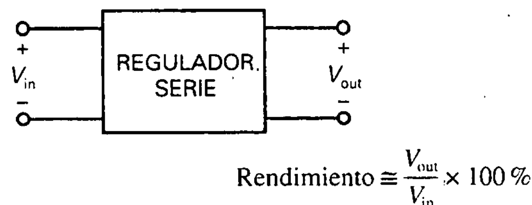
$$\text{Regulación de carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(mín)}} \times 100\,\%$$

(24-12) Potencia disipada en el transistor de paso:



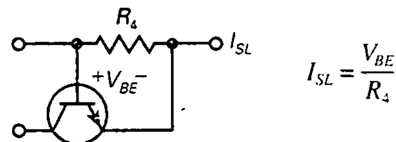
$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L$$

(24-13) Rendimiento:



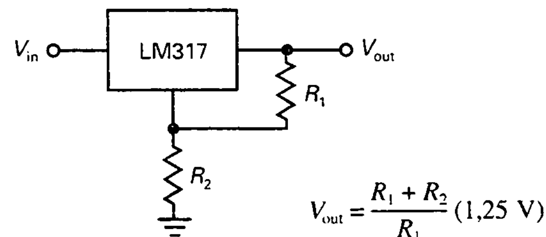
$$\text{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\,\%$$

(24-17) Corriente en cortocircuito:



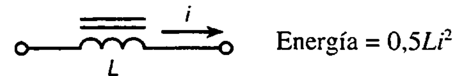
$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4}$$

(24-19) Tensión de salida del LM317:



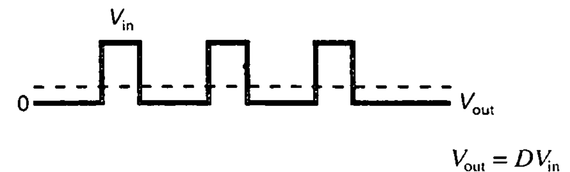
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}25\ \text{V})$$

(24-20) Energía almacenada en el campo magnético:



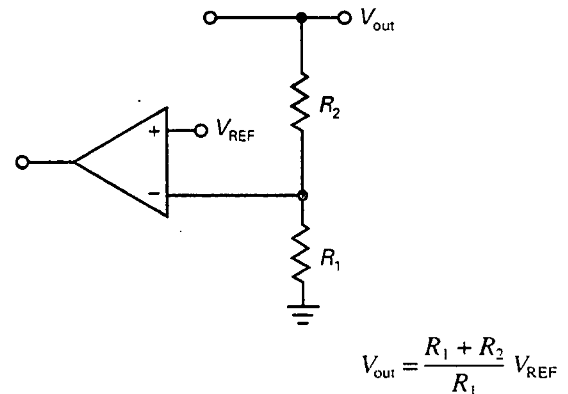
$$\text{Energía} = 0{,}5Li^2$$

(24-21) Valor medio de la salida del filtro:



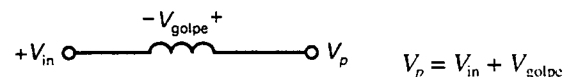
$$V_{out} = DV_{in}$$

(24-22) Salida de un regulador conmutado:



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF}$$

(24-23) Tensión de pico elevadora:



$$V_p = V_{in} + V_{golpe}$$

CUESTIONES

1. Los reguladores de tensión utilizan
- **a)** Realimentación negativa
- **b)** Realimentación positiva
- **c)** Realimentación nula
- **d)** Limitador de fase

2. Durante la regulación, la disipación de potencia del transistor de salida es igual al tensión colector-emisor multiplicada por
- **a)** Corriente por la base
- **b)** Corriente por la carga
- **c)** Corriente por el zener
- **d)** Corriente de realimentación

3. Sin limitación de corriente, una carga en cortocircuito probablemente
- **a)** Producirá una corriente de carga nula
- **b)** Destruirá los diodos y los transistores
- **c)** Tendrá una tensión en la carga igual a la tensión zener
- **d)** Tendrá una corriente de carga demasiado pequeña

4. Una resistencia detectora de corriente es por lo general
   a) Nula **c)** Grande
   b) Pequeña **d)** Abierta
5. La limitación de corriente simple produce demasiado calor en
   a) El diodo zener
   b) La resistencia de carga
   c) El transistor de salida
   d) El ambiente
6. Con limitación con reducción de corriente, la tensión en la carga se aproxima a cero y la corriente de carga se aproxima a
   a) Un valor pequeño
   b) Infinito
   c) La corriente zener
   d) Un nivel destructivo
7. Se puede necesitar un condensador en un regulador de tensión discreto para evitar
   a) Realimentación negativa
   b) Corriente de carga excesiva
   c) Oscilaciones
   d) Detección de corriente
8. *Si la salida de un regulador de tensión varía* de 15 a 14,7 V para la corriente de carga máxima y mínima, la regulación de carga es
   a) 0 por 100 **c)** 2 por 100
   b) 1 por 100 **d)** 5 por 100
9. Si la salida de un regulador de tensión varía de 20 a 19,8 V cuando la tensión de red lo hace sobre su intervalo de funcionamiento, la regulación de red es
   a) 0 por 100 **c)** 2 por 100
   b) 1 por 100 **d)** 5 por 100
10. La impedancia de salida de un regulador de tensión es
   a) Muy pequeña
   b) Muy grande
   c) Igual a la tensión de carga dividida entre la corriente de carga
   d) Igual a la tensión de entrada dividida entre la corriente de salida
11. Comparado con el rizado que entra a un regulador de tensión, el rizado a la salida del regulador de tensión es
   a) Igual en valor
   b) Mucho mayor
   c) Mucho menor
   d) Imposible de determinar
12. Un regulador de tensión tiene un rechazo al rizado de –60 dB. Si el rizado en la entrada es de 1 V, el rizado a la salida es de
   a) –60 mV **c)** 10 mV
   b) 1 mV **d)** 1.000 V
13. La protección térmica se da en un regulador integrado si
   a) La disipación de potencia es muy alta
   b) La temperatura interna es muy alta
   c) La corriente a través del dispositivo es alta
   d) Ocurre todo lo anterior
14. Si un regulador integrado está alejado unos cuantos centímetros del filtro capacitivo, se pueden tener oscilaciones dentro del circuito integrado a menos que se utilice
   a) Limitación de corriente
   b) Un condensador de desacoplo en el terminal de entrada
   c) Un condensador de acoplo en el terminal de salida
   d) Una tensión de entrada regulada
15. La serie 78XX de reguladores de tensión produce una tensión de salida
   a) Positiva
   b) Negativa
   c) Cualquiera de las dos, positiva o negativa
   d) No regulada
16. El LM7812 produce una tensión regulada de
   a) 3 V **c)** 12 V
   b) 4 V **d)** 40 V
17. Un transistor exterior de potencia es un transistor
   a) Serie con el regulador integrado
   b) Paralelo con el regulador integrado
   c) Cualquiera de los dos, serie o en paralelo
   d) En derivación con la carga
18. Para activar un transistor exterior de potencia, podemos excitar sus terminales base-emisor con la tensión a través de
   a) Una resistencia de carga
   b) Una impedancia zener
   c) Otro transistor
   d) Una resistencia detectora de corriente
19. Un divisor de fase produce dos tensiones de salida, que son
   a) Iguales en fase
   b) Iguales en magnitud
   c) Opuestas en amplitud
   d) Muy pequeñas
20. Un regulador serie es un ejemplo de
   a) Regulador lineal
   b) Regulador conmutado
   c) Regulador en derivación
   d) Convertidor cc-cc
21. Para tener más tensión de salida en un regulador conmutado reductor, se tiene que
   a) Disminuir el ciclo el trabajo
   b) Disminuir la tensión de entrada
   c) Aumentar el ciclo de trabajo
   d) Aumentar la frecuencia de conmutación
22. Un aumento en la tensión de red en una fuente de alimentación provoca normalmente
   a) Una disminución en la resistencia de carga
   b) Una disminución en la tensión de carga

c) Una disminución del rendimiento
d) Menos potencia disipada en los diodos

23. Una fuente de alimentación con una salida de baja impedancia tiene baja
a) La regulación de carga
b) La limitación de corriente
c) La regulación de red
d) El rendimiento

24. Un regulador de diodo zener es un
a) Regulador en derivación
b) Regulador serie
c) Regulador conmutado
d) Seguidor zener

25. La corriente de entrada de un regulador en derivación es
a) Variable
b) Constante
c) Igual a la corriente de carga
d) Usada para almacenar energía en un campo magnético

26. Una ventaja de los reguladores en derivación es
a) Que se construyen con protección contra cortocircuito
b) La baja disipación de potencia en el transistor de paso
c) El alto rendimiento
d) La poca potencia desperdiciada

27. El rendimiento de un regulador de tensión es alto cuando
a) La potencia de entrada es baja
b) La potencia de salida es alta
c) Se desperdicia poca potencia
d) La potencia de entrada es alta

28. Un regulador en derivación tiene bajo rendimiento por
a) Su pérdida de potencia
b) Usa una resistencia serie como transistor en derivación
c) La razón de potencia salida/entrada es baja
d) Todo lo anterior

29. Un regulador conmutado se considera
a) Estable
b) Ruidoso
c) De bajo rendimiento
d) Lineal

30. El seguidor zener es un ejemplo de
a) Regulador elevador
b) Regulador en derivación
c) Regulador reductor
d) Regulador serie

31. Un regulador serie tiene mayor rendimiento que un regulador en derivación debido a que
a) Tiene una resistencia serie
b) Puede elevar la tensión
c) El transistor de paso sustituye a la resistencia serie
d) Conmuta el transistor de paso entre conducción y corte

32. El rendimiento de un regulador lineal es alto cuando
a) La tensión diferencial entrada/salida es baja
b) El transistor de paso tiene una potencia de disipación alta
c) La tensión zener es baja
d) La tensión de salida es baja

33. Si se cortocircuita la carga, el transistor de paso tiene la potencia de disipación menor cuando el regulador tiene
a) Limitación con reducción de corriente
b) Rendimiento bajo
c) Topología reductora
d) Un zener de tensión alta

34. La tensión de *dropout* de un regulador lineal estándar monolítico está cercana a
a) 0,3 V
b) 0,7 V
c) 2 V
d) 3,1 V

35. En un regulador reductor, la tensión de salida se filtra con un
a) Filtro de choque
b) Filtro con condensador
c) Diodo
d) Divisor de tensión

36. El regulador con el mayor rendimiento es
a) El regulador en derivación
b) El regulador serie
c) El regulador conmutado
d) El convertidor cc-cc

37. En los reguladores elevadores, la tensión de salida se filtra con un
a) Filtro de choque
b) Filtro con condensador
c) Diodo
d) Divisor de tensión

38. El regulador inversor es también
a) Regulador reductor
b) Regulador elevador
c) Regulador reductor-elevador
d) Todo lo anterior

PREGUNTAS DE ENTREVISTA DE TRABAJO

1. Dibuje un regulador en derivación y explique cómo funciona.
2. Dibuje un regulador serie y explique cómo funciona.
3. Explique por qué el rendimiento de un regulador serie es mejor que el de un regulador en derivación.
4. ¿Cuáles son los tres tipos básicos de regulador conmutado? ¿Cuál es el que aumenta la tensión? ¿Cuál produce una salida negativa de una entrada positiva? ¿Cuál disminuye la tensión?

5. En los reguladores serie, ¿qué quiere decir *tensión diferencial entrada/salida*? ¿Cómo está relacionada con el rendimiento?
6. ¿En qué se diferencian un LM7806 y un LM7912?
7. Explique lo que significan la regulación de red y de carga. ¿Deberían ser altas o bajas si queremos una fuente de alimentación de buena calidad?
8. ¿Cómo está relacionada la resistencia Thevenin o de salida de una fuente de alimentación con la regulación de carga? Para conseguir una fuente de alimentación de buena calidad, ¿debería ser alta o baja la resistencia de salida?
9. ¿En qué se diferencian un limitador simple de corriente y un limitador con reducción de corriente?
10. ¿Qué significa *protección térmica*?
11. Los fabricantes de reguladores de tres terminales recomiendan utilizar un condensador de desacoplo en la entrada del circuito integrado si la fuente de alimentación sin regular alimenta a más de seis de ellos. ¿Cuál es el motivo?
12. ¿Cuál es la tensión de *dropout* típica para la serie LM78XX? ¿Qué significa esto?

PROBLEMAS BÁSICOS

Sección 24-1. Características de las fuentes de alimentación

24-1. Una fuente de alimentación tiene una $V_{\tilde{N}L}$ = 22 V y V_{FL} = 21 V. ¿Cuál es la regulación de carga?

24-2. Una fuente de alimentación tiene una V_{HL} = 15 V y V_{LL} = 14,5 V. ¿Cuál es la regulación de red?

24-3. Si la tensión de red cambia de 108 a 135 V y la de carga lo hace de 12 a 12,3 V, ¿cuál es la regulación de red?

24-4. Una fuente de alimentación tiene una resistencia de salida de 3 Ω. Si la resistencia mínima de carga son 50 Ω, ¿cuál es la regulación de carga?

Sección 24-2. Reguladores en derivación

24-5. En la Figura 24-4, V_{in} = 25 V, R_S = 22 Ω, V_Z = 15 V, V_{BE} = 0,75 V y R_L = 100 Ω. ¿Cuánto valen la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

24-6. El regulador en derivación de la Figura 24-5 tiene los siguientes valores: V_{in} = 20 V, R_S = 15 Ω, V_Z = 4,7 V, V_{BE} = 0,77 V y R_L = 80 Ω. Si R_1 = 330 Ω y R_2 = 680 Ω, ¿cuál es el valor aproximado de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

24-7. El regulador en derivación de la Figura 24-6 tiene los siguientes valores: V_{in} = 25 V, R_S = 8,2 Ω, V_Z = 5,6 V y R_L = 50 Ω. Si R_1 = 2,7 kΩ y R_2 = 6,2 kΩ, ¿cuál es el valor aproximado de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

Sección 24-3. Reguladores serie

24-8. En la Figura 24-8, V_{in} = 22 V, V_Z = 5,6 V, R_1 = 2,2 kΩ, R_2 = 4,7 kΩ, R_3 = 1,5 kΩ, R_4 = 2,7 kΩ y R_L = 50 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Cuánto vale la potencia disipada en el transistor de paso?

24-9. ¿Cuál es el rendimiento aproximado en el problema 24-8?

24-10. En la Figura 24-15, la tensión zener cambia a 4,7 V. ¿Cuál es la tensión de salida aproximada?

24-11. En la Figura 24-16, V_{in} puede variar de 20 a 30 V. ¿Cuánto vale la corriente zener máxima?

24-12. Si el potenciómetro de 1 kΩ de la Figura 24-16 se pone a 500 Ω, ¿cuáles son las tensiones mínima y máxima que pueden ser reguladas?

24-13. Si la tensión de salida regulada es de 8 V en la Figura 24-16, ¿cuánto vale la resistencia de carga cuando comienza la limitación de corriente? ¿Cuál es la corriente aproximada de cortocircuito para la carga?

Sección 24-4. Reguladores lineales integrados

24-14. ¿Cuál es la corriente de carga en la Figura 24-33? ¿Y la tensión diferencial entrada/salida? ¿Y la potencia disipada en el LM7815?

24-15. ¿Cuál es el rizado a la salida de la Figura 24-33?

24-16. Si R_1 = 2,7 kΩ y R_2 = 15 kΩ en la Figura 24-20, ¿cuánto vale la tensión de salida?

24-17. Se utiliza un LM7815 con una tensión de entrada que puede variar de 18 a 30 V. ¿Cuál es el máximo rendimiento? ¿Y el mínimo?

Sección 24-6. Convertidores cc-cc

24-18. Un convertidor cc-cc tiene una tensión de entrada de 5 V y una tensión de salida de 15 V. Si la corriente de entrada es de 1 A y la corriente de salida de 0,25 A, ¿cuál es el rendimiento de éste?

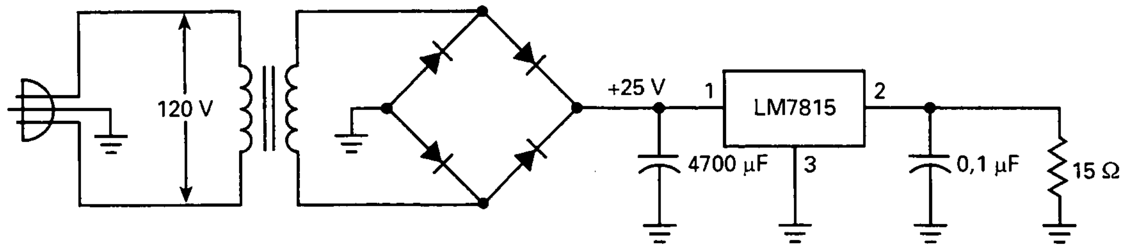


Figura 24-33. Ejemplo.

24-19. Un convertidor cc-cc tiene una tensión de entrada de 12 V y una tensión de salida de 5 V. Si la corriente de entrada es de 2 A y el rendimiento es del 80 por 100, ¿cuánto vale la corriente de entrada?

Sección 24-7. Reguladores conmutados

24-20. Un regulador reductor tiene $V_{REF} = 2,5$ V, $R_1 = 1,5$ kΩ y $R_2 = 9,1$ kΩ. ¿Cuánto vale la tensión de salida?

24-21. Si el ciclo de trabajo es del 30 por 100 y el valor de pico del pulso del filtro de choque es de 20 V, ¿cuánto vale la tensión de salida regulada?

24-22. Un regulador elevador tiene $V_{REF} = 1,25$ V, $R_1 = 1,2$ kΩ y $R_2 = 22$ kΩ. ¿Cuánto vale la tensión de salida?

24-23. Un regulador inversor tiene $V_{REF} = 2,1$ V, $R_1 = 2,1$ kΩ y $R_2 = 16$ kΩ. ¿Cuánto vale la tensión de salida?

PROBLEMAS DE MAYOR DIFICULTAD

24-24. La Figura 24-34 muestra un regulador LM317 con parada electrónica. Cuando la tensión de parada es cero, el transistor está en corte y no afecta al funcionamiento. Pero cuando la tensión de parada es aproximadamente 5 V, el transistor se satura. ¿Cuál es el rango variable de tensión de salida cuando la tensión de parada es cero? ¿Cuánto vale la tensión de salida cuando la tensión de parada es de 5 V?

24-25. El transistor de la Figura 24-34 está en corte. Para obtener una tensión de salida de 15 V, ¿cuál debe ser el valor de la resistencia variable?

24-26. Cuando se ponen a la entrada de un regulador un puente rectificador y un filtro con condensador, la tensión de descarga del condensador es

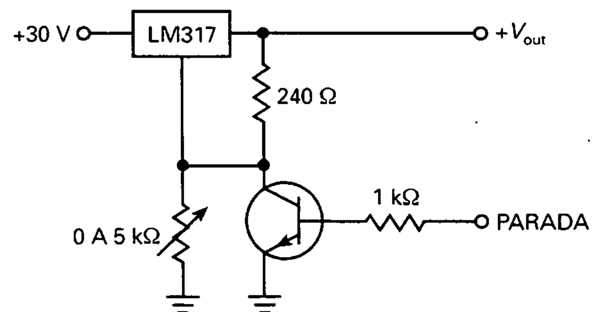


Figura 24-34

casi una rampa perfecta. ¿Por qué aparece una rampa y no la esperada forma exponencial?

24-27. Si la regulación de carga es del 5 por 100 y la tensión sin carga es de 12,5 V, ¿cuánto vale la tensión con carga máxima?

24-28. Si la regulación de red es del 3 por 100 y la tensión de red mínima es de 16 V, ¿cuál es la tensión de red máxima?

24-29. Una fuente de alimentación tiene una regulación de carga del 2 por 100 y una resistencia de carga mínima de 10 Ω. ¿Cuánto vale la resistencia de salida?

24-30. El regulador en derivación de la Figura 24-6 tiene una tensión de entrada de 35 V, una corriente de colector de 60 mA y una corriente de carga de 140 mA. Si la resistencia serie es de 100 Ω, ¿cuánto vale la resistencia de carga?

24-31. En la Figura 24-10 se pretende que la limitación de corriente comience aproximadamente a los 250 mA. ¿Qué valor deberá tener R_4?

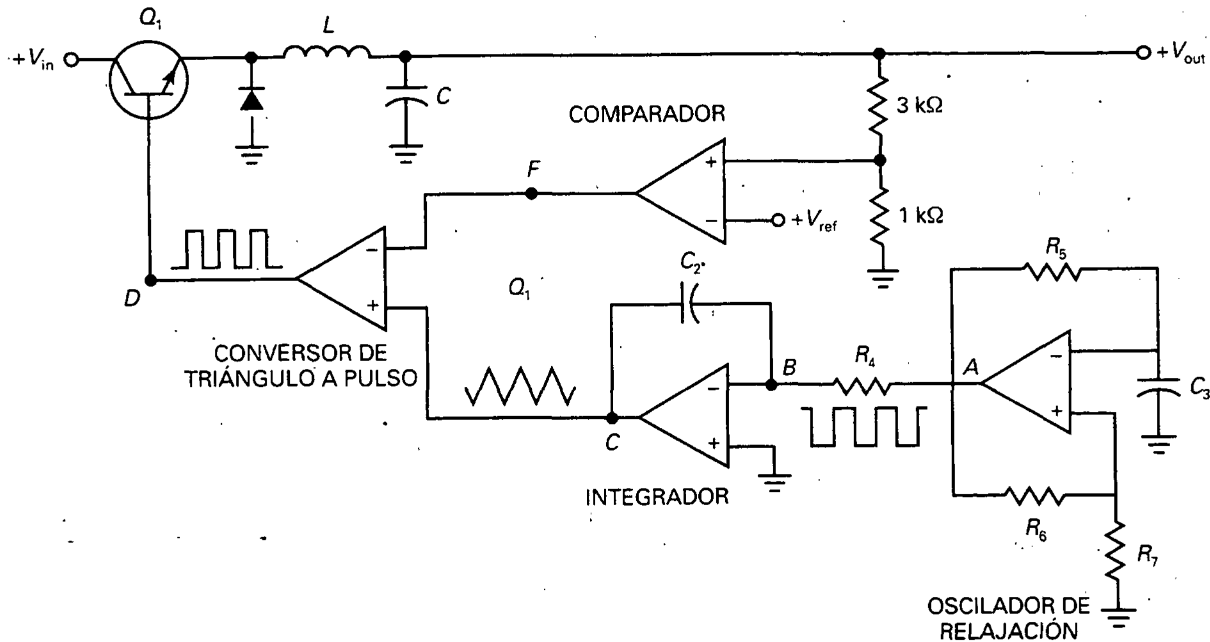
24-32. La Figura 24-12 tiene una tensión de salida de 10 V. Si $V_{BE} = 0,7$ V en el transistor limitador de corriente, ¿cuánto vale la corriente de cortocircuito y la corriente máxima en la carga? Use $K = 0,7$ y $R_4 = 1$ Ω.

24-33. En la Figura 24-35, $R_5 = 7{,}5$ kΩ, $R_6 = 1$ kΩ, $R_7 = 9$ kΩ y $C_3 = 0{,}001$ μF. ¿Cuál es la frecuencia de conmutación del regulador reductor?

24-34. En la Figura 24-16, el cursor está en la mitad de su recorrido. ¿Cuál es la tensión de salida?

PROBLEMAS DE DETECCIÓN DE AVERÍAS

Use la Figura 24-35 para los problemas siguientes. En ellos se trabaja con un regulador conmutado. Antes de empezar, fíjese en la caja con la etiqueta OK e identifique los valores para ver las formas de onda normales



	OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9
V_A	C3	F1	B5	A5	C7	E2	E1	A6	E5	C3
V_B	E6	G4	C6	E3	B7	G6	F6	G4	F7	G5
V_C	A3	B1	G7	D6	F5	D2	C4	D3	B1	D6
V_D	D1	E7	C1	F3	D5	A4	B6	A2	E4	F4
V_E	D4	C5	B3	G1	A7	F7	F2	B2	G2	B3
V_F	C2	E4	D7	A4	B4	A1	E7	C6	F3	G6

	1	2	3	4	5	6	7
A	L	I	M	T	N	P	Q
B	U	Q	R	L	T	O	N
C	O	H	N	M	I	L	P
D	J	L	U	K	T	M	O
E	N	O	Q	L	P	I	T
F	P	R	V	O	L	Q	I
G	I	Q	P	I	Q	V	V

FORMAS DE ONDA

Figura 24-35

con sus valores de pico correctos. En estos ejercicios, la mayoría de los errores se producen en el circuito integrado, más que por fallos de las resistencias. Cuando un circuito integrado falla, puede suceder cualquier cosa. Los pines pueden estar abiertos internamente, cortocircuitados, etc. No importa cuál sea la avería dentro del circuito integrado, el síntoma más común consiste en una *salida bloqueada*. Este hecho indica que la tensión de salida está bloqueada a la saturación positiva o negativa. Si las señales de entrada son correctas, un circuito integrado con su salida bloqueada debe cambiarse porque algo no funciona en su interior. Los siguientes problemas le darán la oportunidad de trabajar con salidas que están bloqueadas a cualquiera de las dos tensiones, +13,5 V o −13,5 V.

24-35. Encuentre el fallo 1.
24-36. Encuentre el fallo 2.
24-37. Encuentre el fallo 3.
24-38. Encuentre el fallo 4.
24-39. Encuentre el fallo 5.
24-40. Encuentre el fallo 6.
24-41. Encuentre el fallo 7.
24-42. Encuentre el fallo 8.
24-43. Encuentre el fallo 9.

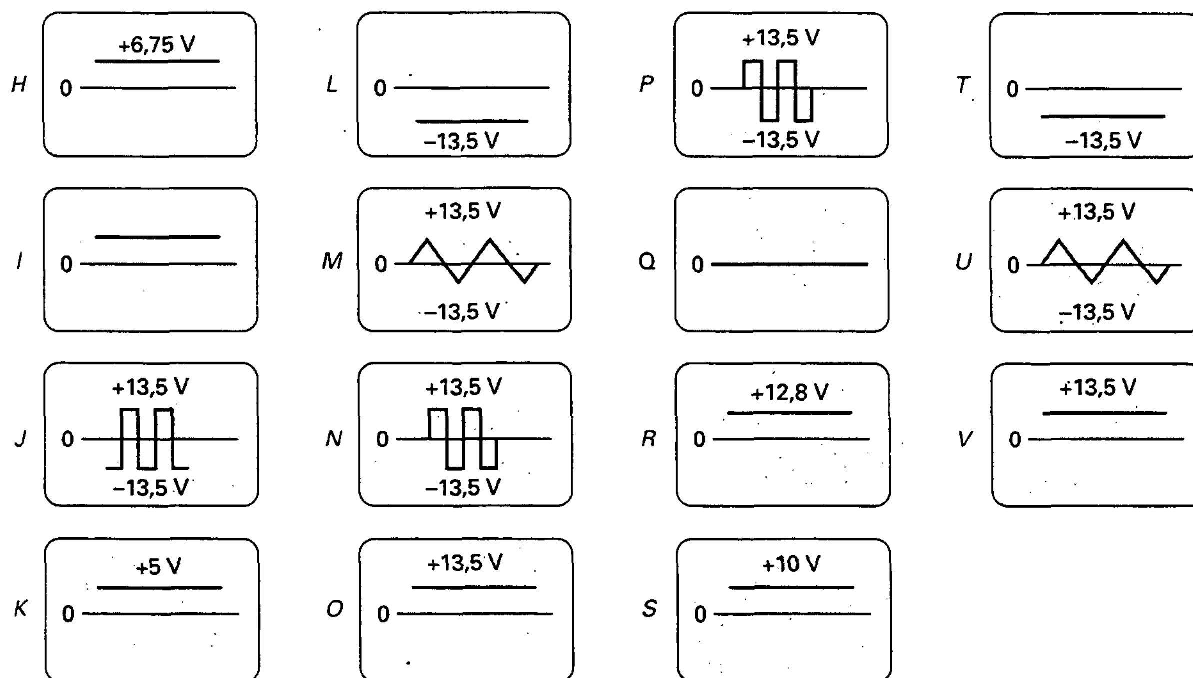
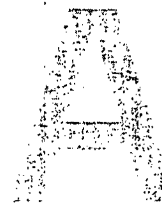


Figura 24-35. *(Continuación).*

APÉNDICE



Hojas de características

1N4001 a 1N4007 (diodos rectificadores)
1N746 y 1N957 (diodos zener)
2N3904 (transistores de silicio generales: silicio *npn*)
MPF102 (amplificador JFET VHF: deplexión de canal *n*)
MC1741C (amplificador operacional compensado internamente: 741)
LF351 (amplificador operacional de entrada JFET de banda ancha)
LM318 (amplificador operacional de alta velocidad de respuesta)
LM78XX series (reguladores positivos de tres terminales)

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR. DATOS TÉCNICOS

Rectificadores axiales con montura de alambre de recuperación estándar

Del 1N4001 al 1N4007

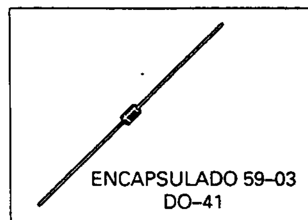
El 1N4004 y 1N4007 son los dispositivos preferidos de Motorola

Esta hoja de características proporciona información sobre rectificadores axiales con montura de alambre, tamaño subminiatura, para aplicaciones de baja potencia de propósito general.

RECTIFICADORES CON MONTURA DE ALAMBRE. UNIÓN DIFUNDIDA 50-1000 VOLTIOS

CARACTERÍSTICAS MECÁNICAS

ENVASE: Sin vacío, Transfer Molded.
TEMPERATURA MÁXIMA DE LOS CONDUCTORES PARA PROPÓSITOS DE SOLDADURA: 350 °C, a 3/8″ del envase durante 10 segundos con una tensión de 5 lbs.
ACABADO: Todas las superficies externas son resistentes a la corrosión y los conductores se pueden soldar con facilidad.
POLARIDAD: el cátodo se indica mediante la banda de color.
PESO: 0,40 gramos (aproximadamente).


ENCAPSULADO 59–03
DO–41

* Marca registrada de Motorola Inc.

ESPECIFICACIONES MÁXIMAS

Especificación	Símbolo	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unid.
Tensión inversa pico repetitivo Tensión inversa pico de operación Tensión de bloqueo en cc	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
Tensión inversa pico no repetitivo (media onda, una sola fase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
Tensión inversa ms	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Corriente prom. rectif. en polariz. dir. (una fase, carga resist., 60 Hz, véase la figura 8, T_A = 75 °C)	I_O	1,0							A
Oleada de cor. pico no repetitiva (la oleada se aplica en las cond. especificadas de carga, v. figura 2)	I_{FSM}	30 (para un ciclo)							A
Intervalo de temp. de operación y de almacenam. de la unión	T_J, T_{stg}	–65 a + 175							°C

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS*

Características y condiciones	Símbolo	Tipo	Máx.	Unid.
Máxima caída de tensión instantánea en polarización directa	V_F	0,93	1,1	V
Máxima caída de tensión promedio de ciclo completo en polarización directa	$V_{F(AV)}$	—	0,8	V
Corriente inversa máx. (voltaje especific. en cd) T_J = 25 °C T_J = 100 °C	I_R	 0,05 1,0	 10 50	μA
Máxima corriente inversa prom. de ciclo completo (I_e – 1,0 A, T_L = 75 °C, conductores de 1 pulg.)	$I_{R(AV)}$	—	30	μA

* Indica datos registrados JEDEC.

Los dispositivos preferidos son las opciones recomendadas por Motorola para su uso futuro y por su mayor valor global.

Rev 5


MOTOROLA

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
DATOS TÉCNICOS

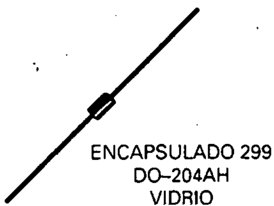
Diodos Zener de vidrio reguladores de tensión 500 mW DO-35

DATOS GENERALES APLICABLES A TODAS LAS SERIES DE ESTE GRUPO

500 milivatios
Diodos Zener de vidrio de silicio sellados herméticamente

DATOS GENERALES
VIDRIO
500 mW DO-35

DIODOS ZENER DE VIDRIO
500 MILIVATIOS
1,8-200 VOLTIOS



ENCAPSULADO 299
DO-204AH
VIDRIO

Características de especificación:

- Intervalo completo de tensión: 1,8 a 200 V
- Envase DO-204AA: más pequeño que el envase convencional DO-204AA
- Construcción de tipo de doble «slug»
- Construcción sellada metalúrgicamente

CARACTERÍSTICAS MECÁNICAS

ENVASE: Tipo de doble «slug».
TEMPERATURA MÁXIMA DE LOS CONDUCTORES PARA PROPÓSITOS DE SOLDADURA: 230 °C, a 1/16″ del envase durante 10 segundos.
ACABADO: Todas las superficies externas son resistentes a la corrosión y los conductores se pueden soldar con facilidad.
POLARIDAD: El cátodo se indica mediante la banda de color. Al operar en el modo Zener el cátodo será positivo con respecto al ánodo.
POSICIÓN DE MONTAJE: Cualquiera.

ESPECIFICACIONES MÁXIMAS (Dispositivos de Motorola)*

Especificación	Símbolo	Valor	Unid.
Disipación de potencia en cd y $T_L \leq 75$ °C Longitud del conductor = 3/8″ Ajuste por encima de $T_L = 75$ °C	P_D	 500 4	 mW mW/°C
Intervalo de temperatura de funcionamiento y almacenamiento	T_J, T_{stg}	−65 a +200	°C

* Algunos números de las series tienen especificaciones menores en el registro JEDEC.

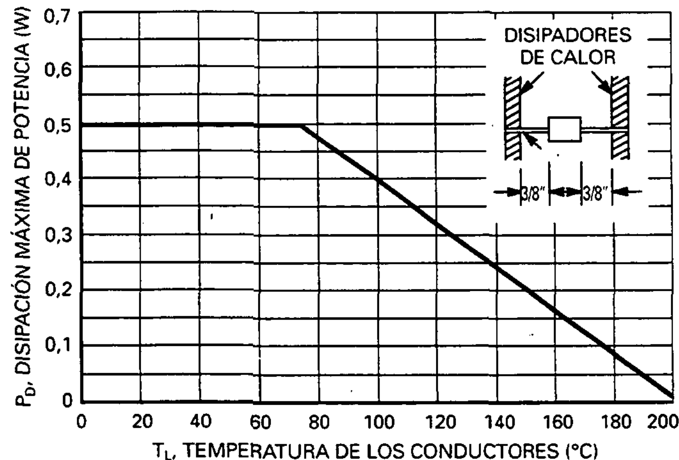


Figura 1. Ajuste de potencia en estado estacionario.

DATOS GENERALES — VIDRIO 500 mW DO-35

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (T_A = 25 °C, V_F = 1,5 V máx. a 200 mA para todos los tipos)

Número de tipo (Nota 1)	Tensión Zener nominal V_Z @ I_{ZT} (Nota 2) Voltios	Corriente de prueba I_{ZT} mA	Impedancia Zener máxima Z_{ZT} @ I_{ZT} (Nota 3) Ohms	Máxima corriente Zener en dc I_{ZM} (Nota 4) mA	Máxima corriente inversa de fuga T_A = 25 °C I_R @ V_R = 1 V μA	T_A = 150 °C I_R @ V_R = 1 V μA
1N4370A	2,4	20	30	150	100	200
1N4371A	2,7	20	30	135	75	150
1N4372A	3	20	29	120	50	100
1N746A	***3,3***	***20***	***28***	***110***	***10***	***30***
1N747A	3,6	20	24	100	10	30
1N748A	3,9	20	23	95	10	30
1N749A	4,3	20	22	85	2	30
1N750A	4,7	20	19	75	2	30
1N751A	***5,1***	***20***	***17***	***70***	***1***	***20***
1N752A	***5,6***	***20***	***11***	***65***	***1***	***20***
1N753A	***6,2***	***20***	***7***	***60***	***0,1***	***20***
1N754A	6,8	20	5	55	0,1	20
1N755A	7,5	20	6	50	0,1	20
1N756A	8,2	20	8	45	0,1	20
1N757A	9,1	20	10	40	0,1	20
1N758A	10	20	17	35	0,1	20
1N759A	12	20	30	30	0,1	20

Número de tipo (Nota 1)	Tensión Zener nominal V_Z (Nota 2) Voltios	Corriente de prueba I_{ZT} mA	Impedancia Zener máxima (Nota 3) Z_{ZT} @ I_{ZT} Ohms	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ohms	I_{ZK} mA	Máxima corriente Zener en dc I_{ZM} (Nota 4) mA	Máxima corriente inversa Máxima I_R μA	Tensión de prueba Vdc V_R
1N957B	6,8	18,5	4,5	700	1	47	150	5,2
1N958B	7,5	16,5	5,5	700	0,5	42	75	5,7
1N959B	8,2	15	6,5	700	0,5	38	50	6,2
1N960B	9,1	14	7,5	700	0,5	35	25	6,9
1N961B	10	12,5	8,5	700	0,25	32	10	7,6
1N962B	11	11,5	9,5	700	0,25	28	5	8,4
1N963B	12	10,5	11,5	700	0,25	26	5	9,1
1N964B	13	9,5	13	700	0,25	24	5	9,9
1N965B	15	8,5	16	700	0,25	21	5	11,4
1N966B	16	7,8	17	700	0,25	19	5	12,2
1N967B	18	7	21	750	0,25	17	5	13,7
1N968B	20	6,2	25	750	0,25	15	5	15,2
1N969B	22	5,6	29	750	0,25	14	5	16,7
1N970B	24	5,2	33	750	0,25	13	5	18,2
1N971B	27	4,6	41	750	0,25	11	5	20,6
1N972B	30	4,2	49	1000	0,25	10	5	22,8
1N973B	33	3,8	58	1000	0,25	9,2	5	25,1
1N974B	36	3,4	70	1000	0,25	8,5	5	27,4
1N975B	39	3,2	80	1000	0,25	7,8	5	29,7
1N976B	43	3	93	1500	0,25	7	5	32,7
1N977B	47	2,7	105	1500	0,25	6,4	5	35,8
1N978B	51	2,5	125	1500	0,25	5,9	5	38,8
1N979B	56	2,2	150	1500	0,25	5,4	5	42,6
1N980B	62	2	185	2000	0,25	4,9	5	47,1

Número de tipo (Nota 1)	Tensión Zener nominal V_Z (Nota 2) Voltios	Corriente de prueba I_{ZT} mA	Impedancia Zener máxima (Nota 3)			Máxima corriente Zener en dc I_{ZM} (Nota 4) mA	Máxima corriente inversa	
			Z_{ZT} @ I_{ZT} Ohms	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ohms	I_{ZK} mA		Máxima I_R μA	Tensión de prueba Vdc V_R
1N981B	68	1,8	230	2000	0,25	4,5	5	51,7
1N982B	75	1,7	270	2000	0,25	4,1	5	56
1N983B	82	1,5	330	3000	0,25	3,7	5	62,2
1N984B	91	1,4	400	3000	0,25	3,3	5	69,2
1N985B	100	1,3	500	3000	0,25	3	5	76
1N968B	110	1,1	750	4000	0,25	2,7	5	83,6
1N987B	120	1	900	4500	0,25	2,5	5	91,2
1N988B	130	0,95	1100	5000	0,25	2,3	5	98,8
1N989B	150	0,85	1500	6000	0,25	2	5	114
1N990B	160	0,8	1700	6500	0,25	1,9	5	121,6
1N991B	180	0,68	2200	7100	0,25	1,7	5	136,8
1N992B	200	0,65	2500	8000	0,25	1,5	5	152

NOTA 1. TOLERANCIA Y DESIGNACIÓN DE TENSIÓN

Designación de tolerancia

Los números de tipo mostrados tienen las designaciones de tolerancia siguientes:
- Serie 1N4370A: ±5 %, C para ±2 %, D para ±1 %.
- Serie 1N746A: ±5 %, C para 2 %, D para 1 %
- Serie 1N957B: ±5 %, C para 2 %, D para 1 %

NOTA 2. MEDICIÓN DE LA TENSIÓN ZENER (V_Z)

La tensión zener nominal se mide con la unión del dispositivo en equilibrio térmico a la temperatura de la unión de 30 °C ± 1 °C y a 3/8" de la longitud del conductor.

NOTA 3. DERIVACIÓN DE LA IMPEDANCIA ZENER (Z_Z)

Z_{ZT} y Z_{ZK} se miden dividiendo la caída de tensión de altura entre los extremos del dispositivo entre la corriente de ca aplicada. Los límites especificados son para la I_Z(ca) – 0,1 I_Z(cd) para una frecuencia de altura de 60 HZ.

NOTA 4. ESPECIFICACIONES MÁXIMAS DE CORRIENTE ZENER (I_{ZM})

Los valores que se muestran se basan en la especificación de 400 mW de JEDEC. Para unidades en las que se conoce la tensión zener real (V_Z) para el punto de funcionamiento, la corriente zener máxima se puede aumentar y está limitada por la curva de ajuste.

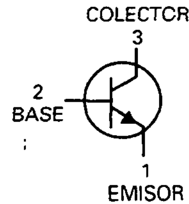
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR. DATOS TÉCNICOS

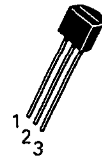
Transistores de propósito general

NPN de silicio

2N3903
2N3904*

*Dispositivo preferido de Motorola





ENCAPSULADO 29–04, ESTILO 1
TO–92 (TO–226AA)

ESPECIFICACIONES MÁXIMAS (Dispositivos de Motorola)*

Especificación	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión colector-base	V_{CB}	60	Vdc
Tensión colector-emisor	V_{CEO}	40	Vdc
Tensión emisor-base	V_{EB}	6,0	Vdc
Corriente de colector	I_C	200	mAdc
Disipación total de potencia T_A = 25 °C Ajustar por encima de los 25 °C	P_D	625 5,0	mW mW/°C
Disipación total de potencia T_A = 25 °C Ajustar por encima de los 25 °C	P_D	1,5 12	Watts mW/°C
Intervalo de la temperatura de almacenamiento	T_J, T_{stg}	–55 a +150	°C

CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS (1)

Característica	Símbolo	Máx.	Unidad
Resistencia térmica entre la unión y el ambiente	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Resistencia térmica entre la unión y el envase	$R_{\theta JC}$	83,3	°C/W

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (T_A = 25 °C, a menos que se indique otra cosa)

Característica	Símbolo	Mín.	Máx.	Unidades
CARACTERÍSTICAS EN NO CONDUCCIÓN				
Tensión de ruptura colector-base (I_C = 10 µAdc, I_E = 0)	BV_{CBO}	60	—	Vdc
Tensión de ruptura colector-emisor (2) (I_C = 10 mAdc, I_B = 0)	BV_{CEO}	40	—	Vdc
Tensión de ruptura emisor-base (I_E = 10 µAdc, I_C = 0)	BV_{EBO}	6,0	—	Vdc
Corriente de corte de colector (V_{CE} = 30 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3,0 Vdc)	I_{CEX}	—	50	nAdc
Corriente de corte de la base (V_{CE} = 30 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3,0 Vdc)	I_{BL}	—	50	nAdc

(1) Indica datos registrados JEDEC.
(2) Prueba de pulsos: anchura del pulso ⩽ 300 µs; ciclo de trabajo ⩽ 2 %.
Los dispositivos preferidos son las opciones recomendadas por Motorola para su uso futuro y por su mayor valor global.

Rev 2



MOTOROLA

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (T_A = 25 °C, a menos que se indique otra cosa) *(continuación)*

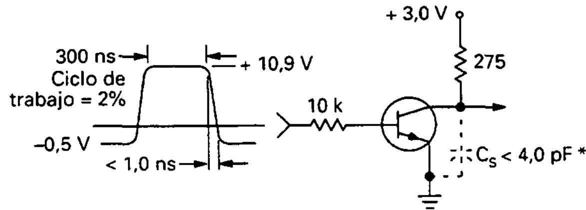
Característica		Símbolo	Mín.	Máx.	Unidades
CARACTERÍSTICAS EN CONDUCCIÓN					
Ganancia de corriente en cc (1)		h_{FE}			—
(I_C = 0,1 mAdc, V_{CE} = 1,0 Vdc)	2N3903		20	—	
	2N3904		40	—	
(I_C = 1,0 mAdc, V_{CE} = 1,0 Vdc)	2N3903		35	—	
	2N3904		70	—	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 1,0 Vdc)	2N3903		50	150	
	2N3904		100	300	
(I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 1,0 Vdc)	2N3903		30	—	
	2N3904		60	—	
(I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1,0 Vdc)	2N3903		15	—	
	2N3904		30	—	
Tensión de saturación colector-emisor (1)		$V_{CE(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1,0 mAdc)			—	0,2	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5,0 mAdc)			—	0,3	
Tensión de saturación base-emisor (1)		$V_{CB(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1,0 mAdc)			0,65	0,85	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5,0 mAdc)			—	0,95	
CARACTERÍSTICAS PARA SEÑALES PEQUEÑAS					
Producto ganancia de corriente-anchura de banda		f_T			MHz
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	2N3903		250	—	
	2N3904		300	—	
Capacidad de salida (V_{CB} = 5,0 Vdc, I_E = 0, f = 1,0 MHz)		C_{ob}	—	4,0	pF
Capacidad de entrada (V_{BE} = 0,5 Vdc, I_C = 0, f = 1,0 MHz)		C_{ib}	—	8,0	pF
Impedancia de entrada		h_{ie}			kΩ
(I_C = 1,0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1,0 kHz)	2N3903		1,0	8,0	
	2N3904		1,0	10	
Relación de realimentación de tensión		h_{re}			$\times 10^{-4}$
(I_C = 1,0 mAdc, V_{CE} = 10, Vdc, f = 1,0 kHz)	2N3903		0,1	5,0	
	2N3904		0,5	8,0	
Ganancia de corriente para pequeña señal		h_{fe}			
(I_C = 1,0 mAdc, V_{CE} = 10, Vdc, f = 1,0 kHz)	2N3903		50	200	
	2N3904		100	400	
Admitancia de salida (I_C = 1,0 mAdc, V_{CE} = 10, Vdc, f = 1,0 kHz)		h_{oe}	1,0	40	µohms
Cifra de ruido		NF			dB
(I_C = 100 µAdc, V_{CE} = 5,0 Vdc, R_S = 1,0 kΩ	2N3903		—	6,0	
f = 1,0 kHz	2N3904		—	5,0	

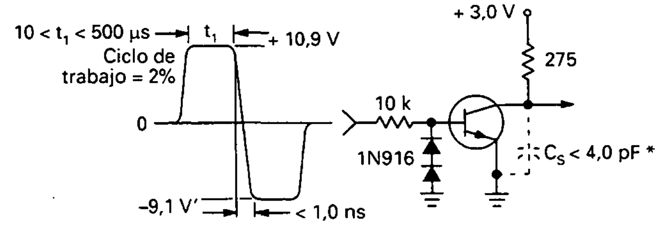
CARACTERÍSTICAS EN CONMUTACIÓN

			Símbolo	Mín.	Máx.	Unidades
T. de retraso	(V_{CC} = 3,0 Vdc, $V_{BE(off)}$ = 0,5 Vdc,		t_d	—	35	ns
T. de ascenso	I_C = 10 mAdc, I_{B1} = 1,0 mAdc)		t_r	—	35	ns
T. de almacen.	(V_{CC} = 3,0 Vdc, I_C = 10 mAdc),	2N3903	t_s	—	175	ns
	I_{B1} = I_{B2} = 1,0 mAdc)	2N3904		—	200	
T. de caída			t_f	—	50	ns

(1) *Prueba de pulsos: anchura del pulso ⩽ 300 µs, ciclo de trabajo ⩽ 20 %.*

2N3903 2N3904





* Capacidad total en derivación de los conectores y la prueba

Figura 1. Tiempos de retardo y de ascenso. Circuito de prueba equivalente.

Figura 2. Tiempo de almacenamiento y de caída. Circuito de prueba equivalente.

CARACTERÍSTICAS DE TRANSICIÓN TÍPICAS

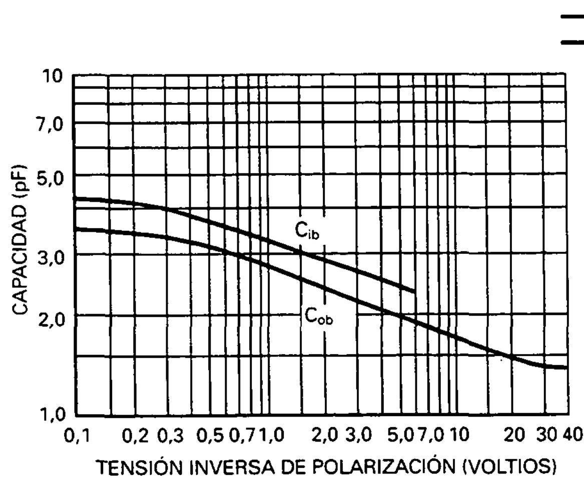


Figura 3. Capacidad.

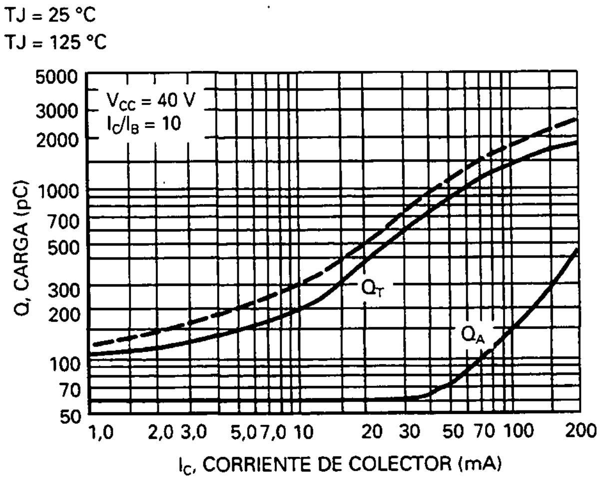


Figura 4. Datos de carga.

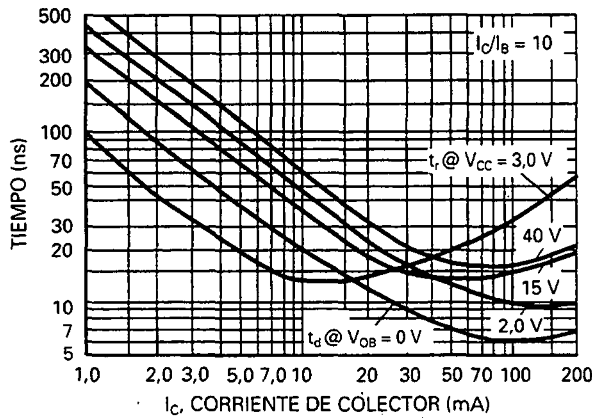


Figura 5. Tiempo de encendido.

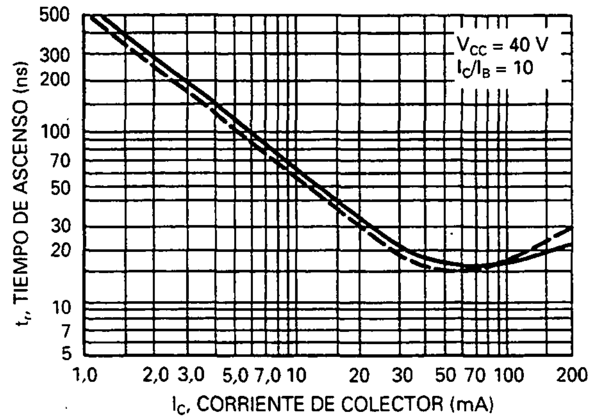


Figura 6. Tiempo de ascenso.

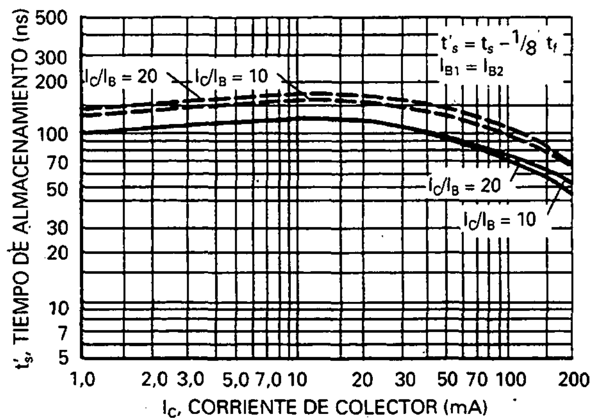


Figura 7. Tiempo de almacenamiento.

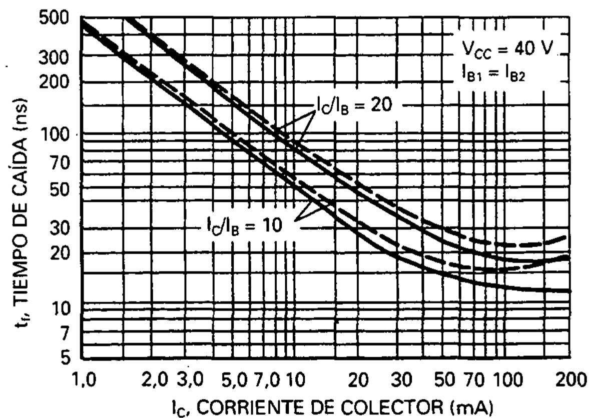


Figura 8. Tiempo de caída.

VARIACIONES TÍPICAS DE LA FIGURA DE RUIDO PARA CARACTERÍSTICAS DE AUDIO DE PEQUEÑA SEÑAL

(V_{CE} = 5,0 Vdc, T_A = 25 °C, Ancho de banda = 1,0 Hz)

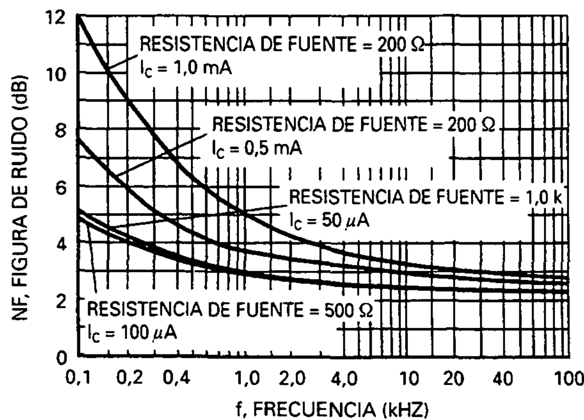


Figura 9.

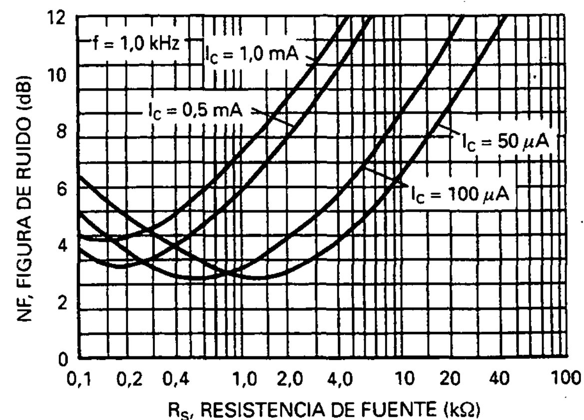


Figura 10.

2N3903 2N3904

PARÁMETROS h
(V_{CE} = 10 Vdc, f = 1,0 kHz, T_A = 25 °C)

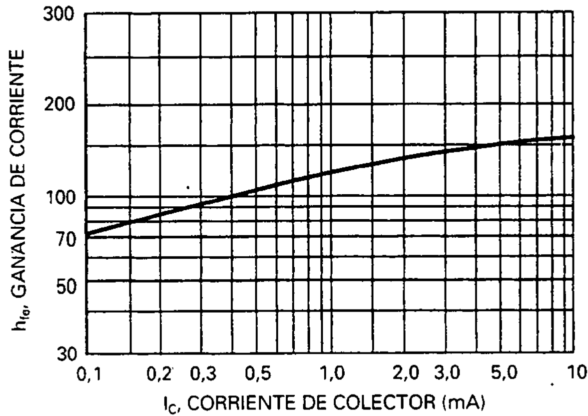


Figura 11. Ganancia de corriente.

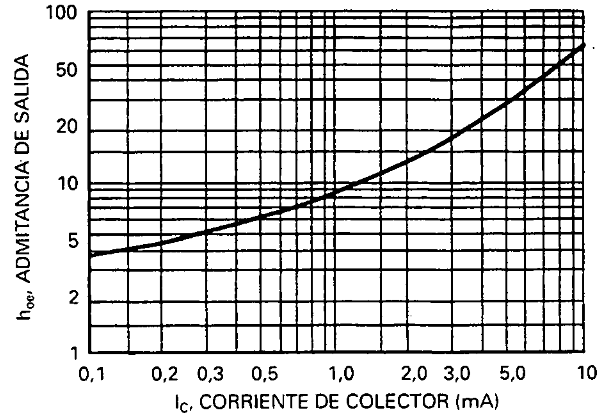


Figura 12. Admitancia de salida.

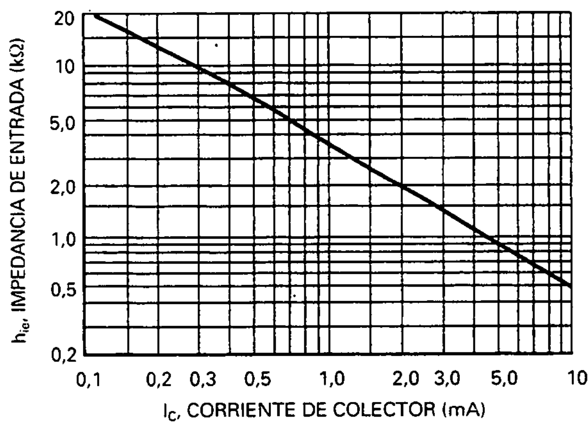


Figura 13. Impedancia de entrada.

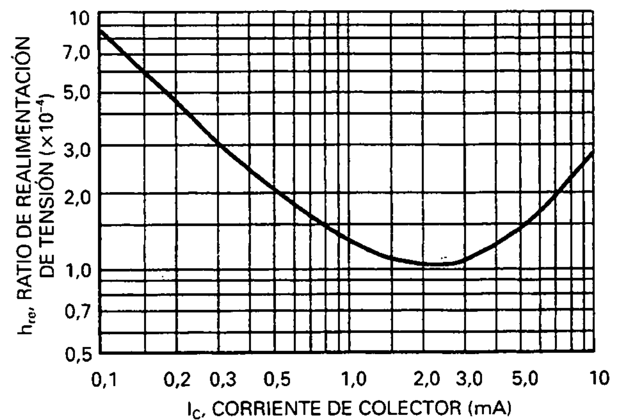


Figura 14. Ratio de realimentación de tensión.

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS TÍPICAS

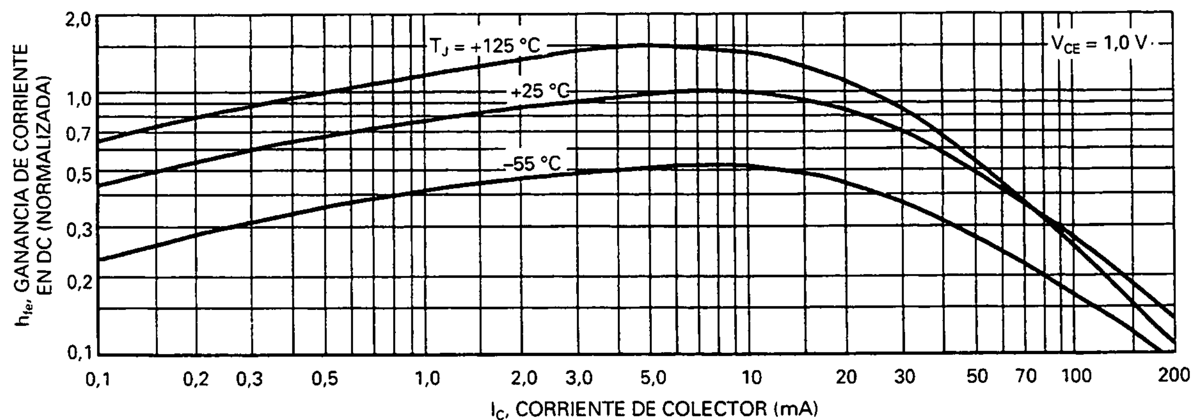


Figura 15. Ganancia de corriente en dc.

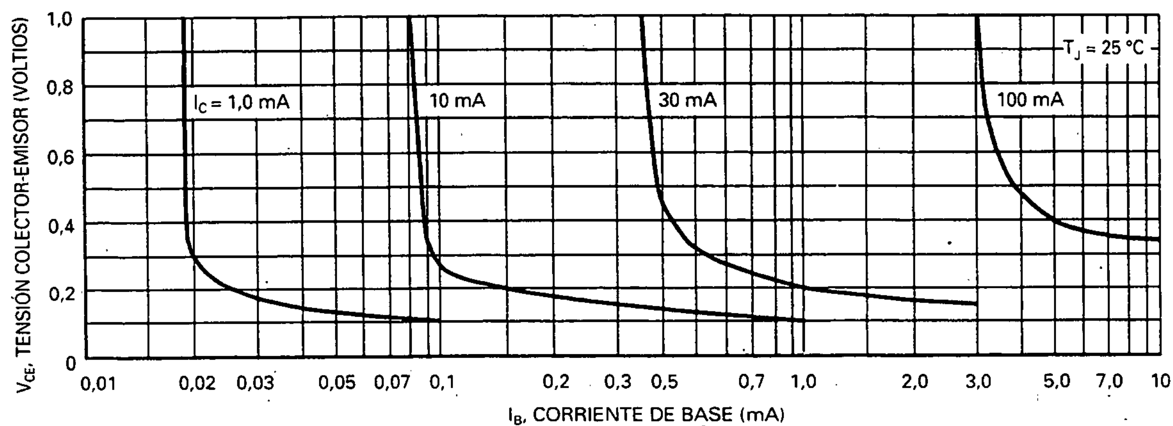


Figura 16. Zona de saturación de colector.

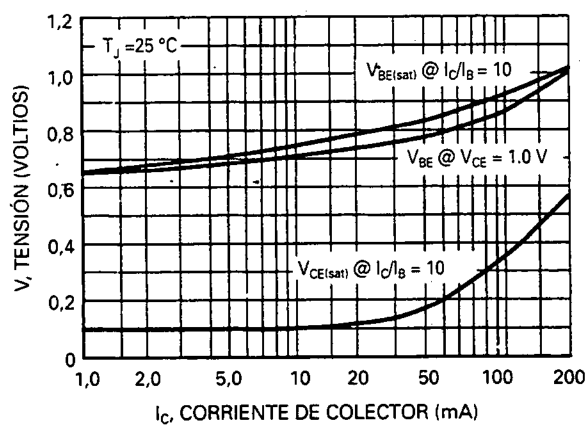


Figura 17. Tensiones en conducción.

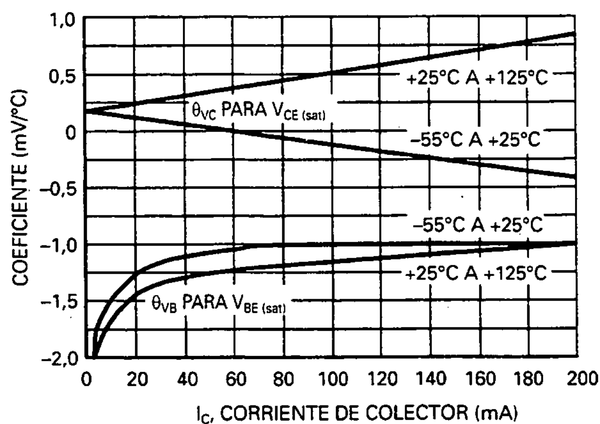
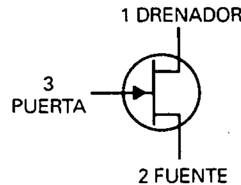


Figura 18. Coeficientes de temperatura.

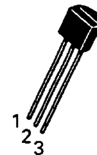
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR. DATOS TÉCNICOS

Amplificador JFET para VHF

Deplexión de Canal n



MPF102



ENCAPSULADO 29-04, ESTILO 5
TO-92 (TO-226AA)

ESPECIFICACIONES MÁXIMAS

Especificación	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión drenador-fuente	V_{DS}	25	Vdc
Tensión drenador-puerta	V_{DG}	25	Vdc
Tensión drenador-fuente	V_{GS}	−25	Vdc
Corriente de puerta	I_G	10	mAdc
Disipación total del dispositivo @ T_A = 25 °C Ajuste por encima de 25 °C	P_D	350 2,8	mW mW/°C
Intervalo de temperatura de funcionamiento de la unión	T_J	125	°C
Intervalo de temperatura de almacenamiento de la unión	T_{stg}	−65 a +150	°C

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (T_A = 25 C, excepto cuando se indique otro valor)

Característica	Símbolo	Mín.	Máx.	Unidades
CARACTERÍSTICAS EN CORTE				
Tensión de ruptura puerta-fuente (I_G = −10 μAdc, V_{DS} = 0)	$B_{(BR)GSS}$	−25	—	Vdc
Corriente inversa de puerta (V_{GS} = −15 Vdc, V_{DS}, = 0) (V_{GS} = −15 Vdc, V_{DS}, = 0, T_A = 100 °C)	I_{GSS}	 — —	 −2,0 −2,0	 nAdc μAdc
Tensión de corte puerta-fuente (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 2,0 nAdc)	$V_{GS(off)}$	—	−8,0	Vdc
Tensión de corte puerta-fuente (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 0,2 mAdc)	V_{GS}	−0,5	−7,5	Vdc
CARACTERÍSTICAS EN CONDUCCIÓN				
Corriente de drenador con tensión de puerta nula (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0 Vdc)	I_{DSS}	2,0	20	mAdc
CARACTERÍSTICAS PARA PEQUEÑA SEÑAL				
Admitancia de transferencia en directa (1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1,0 kHz) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$\lvert y_{fs}\rvert$	 2000 1600	 7500 —	μmhos
Admitancia de entrada (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{is})$	—	800	μmhos
Conductancia de salida (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{os})$	—	200	μmhos
Capacidad de entrada (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{iss}	—	7,0	pF
Capacidad de transferencia en inversa (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{rss}	—	3,0	pF

(1) Prueba de pulsos: ancho del pulso ≤ 630 ms; ciclo de trabajo ≤ 10 %.


MOTOROLA

 **MOTOROLA**

MC1741C

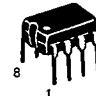
Amplificador operacional de alto rendimiento compensado internamente

AMPLIFICADOR OPERACIONAL

DATOS TÉCNICOS DEL SEMICONDUCTOR

El MC1741C fue diseñado para utilizarlo como amplificador sumador, integrador o amplificador con características de funcionamiento dependientes de los componentes externos de realimentación.

- No requiere compensación en frecuencia.
- Protección contra cortocircuitos.
- Capacidad de anulación de la tensión de offset.
- Intervalo amplio de tensiones en modo común y diferencial.
- Bajo consumo de potencia.
- Sin bloqueo.



SUFIJO P1
ENVASE PLÁSTICO
ENCAPSULADO 626



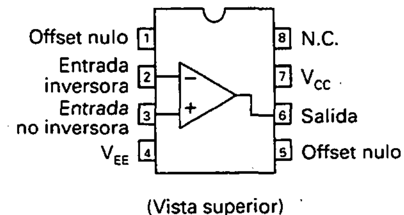
SUFIJO D
ENVASE PLÁSTICO
ENCAPSULADO 751
(SO–8)

ESPECIFICACIONES MÁXIMAS

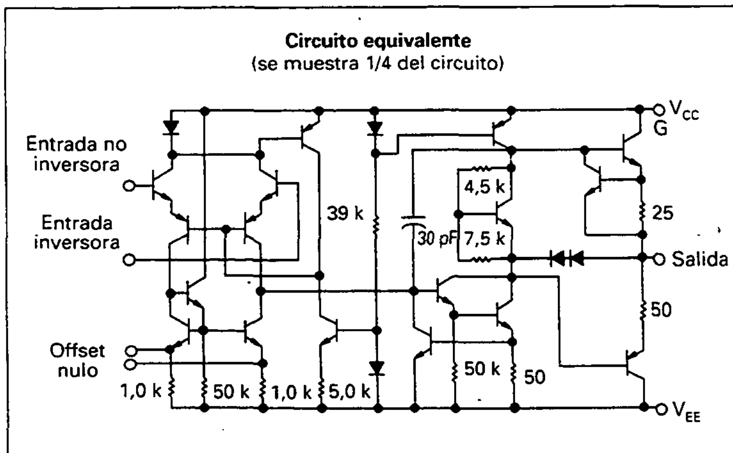
Especificación	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión de alimentación	V_{CC}, V_{EE}	±18	Vdc
Tensión de entrada diferencial	V_{ID}	±30	V
Tensión de entrada en modo común (Nota 1)	V_{ICM}	±15	V
Duración del cortocircuito de salida (Nota 2)	t_{SC}	Continuo	
Intervalo de funcionamiento de temperatura ambiente	T_A	0 a +70	°C
Intervalo de temperatura de almacenamiento	T_{stg}	−55 a +125	°C

NOTAS: 1. Para tensiones de alimentación menores que +15 V, la tensión de entrada máxima absoluta es igual a la tensión de alimentación.
2. La tensión de alimentación es igual o menor que 15 V.

DIAGRAMA DE CONEXIONES



(Vista superior)



Circuito equivalente
(se muestra 1/4 del circuito)

INFORMACIÓN PARA PEDIDO

Dispositivo	Alternativo	Intervalo de temperatura de funcionamiento	Envase
MC1741CD	—	T_A = 0 a +70 C	SO-8
MC1741CP1	LM741CN μA741TC		DIP de plástico

Rev 5

MC1741C

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = −15 V, T_A = 25 °C, a menos que se indique otra cosa)

Característica	Símbolo	Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
Tensión de offset de entrada ($R_S \leqslant$ 10 k)	V_{IO}	—	2,0	6,0	mV
Corriente de offset de entrada	I_{IO}	—	20	200	nA
Corriente de polarización de entrada	I_{IB}	—	80	500	nA
Resistencia de entrada	r_i	0,3	2,0	—	MΩ
Capacidad de entrada	C_i	—	1,4	—	pF
Intervalo de ajuste de la tensión de offset	I_{IOR}	—	±15	—	mV
Intervalo de tensión de entrada en modo común	V_{ICR}	±12	±13	—	V
Ganancia de tensión para grandes señales (V_O = ±10 V, $R_L \geqslant$ 2,0 k)	A_{VOl}	20	200	—	V/mV
Resistencia de salida	r_o	—	75	—	Ω
Rechazo al modo común ($R_S \leqslant$ 10 k)	CMR	70	90	—	dB
Rechazo a la tensión de alimentación ($R_S \leqslant$ 10 k)	PSR	75	—	—	dB
Excursión de la tensión de salida	V_O				V
($R_L \geqslant$ 10 k)		±12	±14	—	
($R_L \geqslant$ 2,0 k)		±10	±13	—	
Corriente de salida en cortocircuito	I_{SC}	—	20	—	mA
Corriente de alimentación	I_D	—	1,7	2,8	mA
Consumo de potencia	P_C	—	50	85	mW
Respuesta transitoria (ganancia unidad, no inversora)					
(V_I = 20 mV, $R_L \geqslant$ 2,0 k, $C_L \leqslant$ 100 pF) Tiempo de ascenso	t_{TLH}	—	0,3	—	μs
(V_I = 20 mV, $R_L \geqslant$ 2,0 k, $C_L \leqslant$ 100 pF) Desbordamiento	os	—	15	—	%
(V_I = 10 V, $R_L \geqslant$ 2,0 k, $C_L \leqslant$ 100 pF) Velocidad de respuesta	SR	—	0,5	—	V/μs

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = −15 V, T_A = T_{low} a T_{high}, a menos que se indique otra cosa)*

Característica	Símbolo	Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
Tensión de offset de entrada ($R_S \leqslant$ 10 k)	V_{IO}	—	—	7,5	mV
Corriente de offset de entrada (T_A = 0° a +70°C)	I_{IO}	—	—	300	nA
Corriente de polarización de entrada (T_A = 0° a +70°C)	I_{IB}	—	—	800	nA
Rechazo a la tensión de alimentación ($R_S \leqslant$ 10 k)	PSR	75	—	—	dB
Excursión de la tensión de salida ($R_L \geqslant$ 2,0 k)	V_O	±10	±13	—	V
Ganancia de tensión para grandes señales ($R_L \geqslant$ 2,0 k, V_O = ±10 V)	A_{VOL}	15	—	—	V/mV

* T_{low} = 0 C. T_{high} = 70°C.

MC1741C

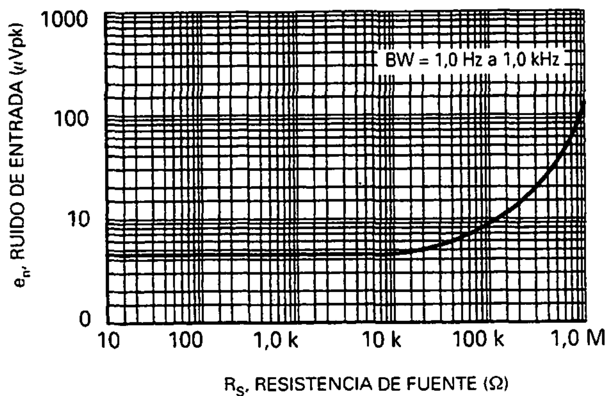


Figura 1. Ruido impulsivo frente a resistencia de fuente.

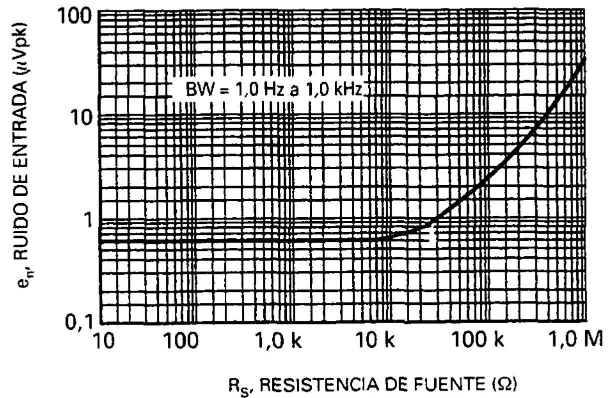


Figura 2. Ruido RMS frente a resistencia de fuente.

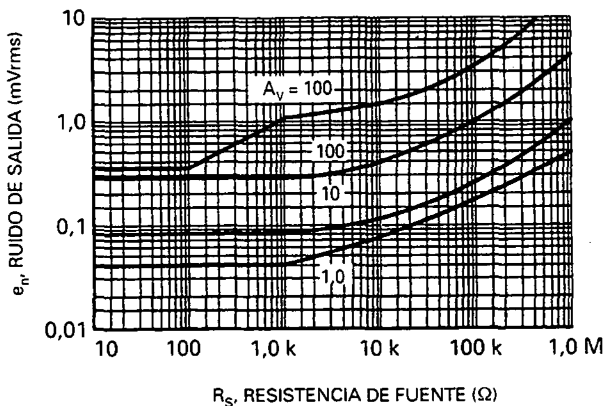


Figura 3. Ruido de salida frente a resistencia de fuente.

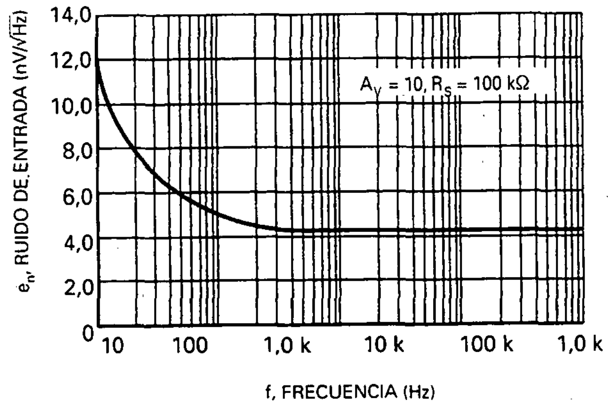
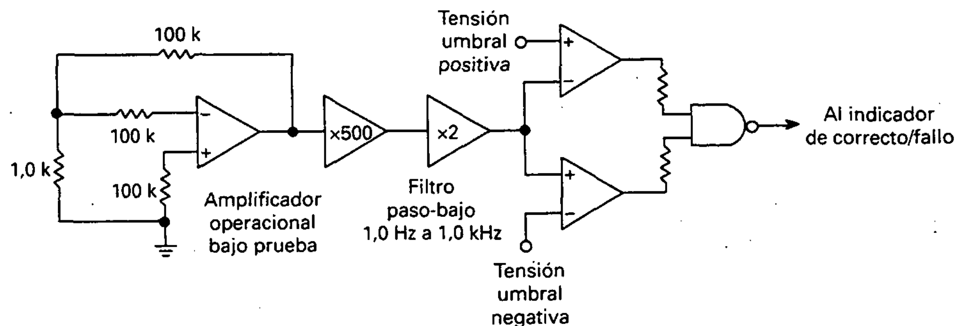


Figura 4. Densidad espectral de ruido.



A diferencia de los lectores de pico o medidores RMS, este sistema fue diseñado especialmente para proporcionar la rápida respuesta temporal esencial para las pruebas del ruido impulsivo (palomitas de maíz)

El tiempo de prueba empleado es 10 seg. y el pico límite de 20 mV se refiere a la entrada del amplificador operacional, eliminando así los errores en el factor de ganancia en lazo cerrado del amplificador operacional

Figura 5. Circuito de prueba del ruido impulsivo.

MC1741C

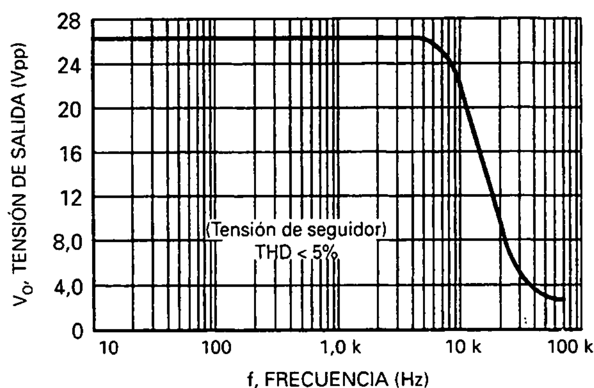


Figura 6. Ancho de banda a plena potencia (excursión de señal frente a frecuencia.)

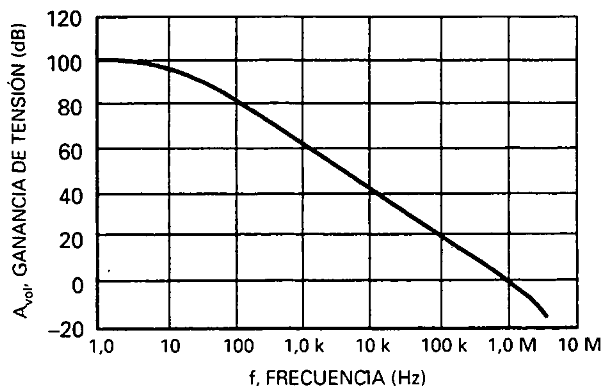


Figura 7. Respuesta en frecuencia para lazo abierto.

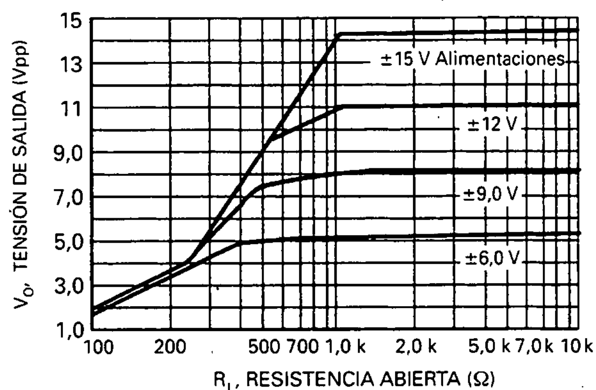


Figura 8. Excursión de la tensión de salida positiva frente a la resisitencia de carga.

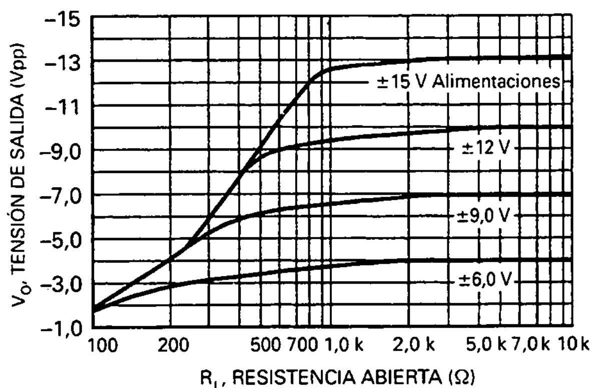


Figura 9. Excursión de la tensión de salida negativa frente a la resistencia de carga.

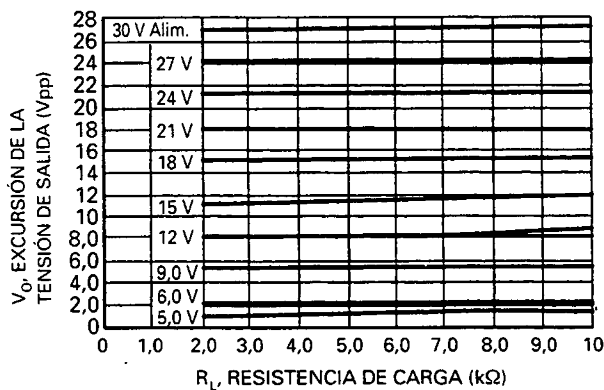


Figura 10. Excursión de la tensión de salida frente a la resisitencia de carga (funcionamiento con una fuente de alimentación).

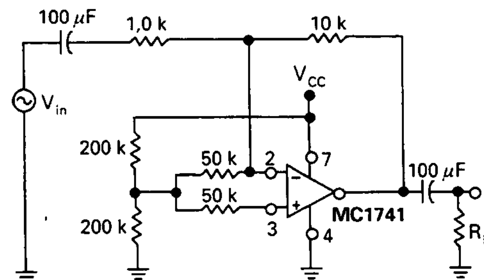
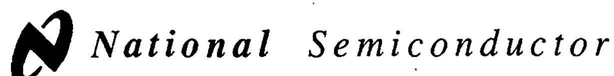


Figura 11. Amplificador inversor con una fuente de alimentación.

LF351 Amplificador operacional de entrada JFET de banda ancha



Diciembre 1995

LF351 Amplificador operacional de entrada JFET de banda ancha

Descripción general

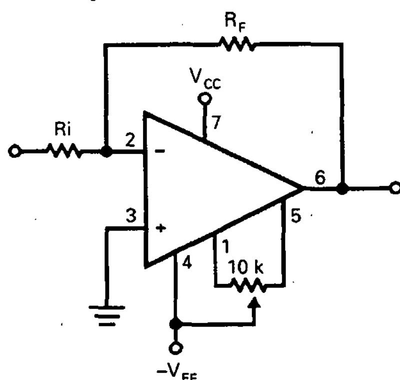
El LF351 es un amplificador operacional de entrada JFET de bajo coste y alta velocidad, con una tensión de offset de entrada reducida internamente (tecnología BI-FET II™). El dispositivo requiere una corriente de alimentación baja para mantener un producto ganancia-ancho de banda grande y una velocidad de respuesta alta. Además, los dispositivos JFET de entrada con tensiones altas bien adaptados proporcionan corrientes de offset y de polarización de entrada muy bajas. El LF351 tiene un diagrama de conexiones compatible con el estándar LM741 y utiliza el mismo circuito de ajuste de la tensión de offset. Esta característica permite a los diseñadores actualizar las prestaciones globales de los diseños existentes para el LM741.

El LF351 se puede utilizar en aplicaciones tales como integradores de alta velocidad, convertidores D/A rápidos, circuitos de muestreo y retención y muchos otros circuitos que requieren una tensión de offset de entrada baja, una corriente de polarización de entrada baja, una impedancia de entrada alta, una velocidad de respuesta alta y un gran ancho de banda. El dispositivo tiene poco ruido y deriva de tensión de offset, pero para aplicaciones en las que estos requisitos son críticos, se recomienda el LF356. Sin embargo, si la corriente máxima de alimentación es importante, la mejor opción es el LF351.

Características

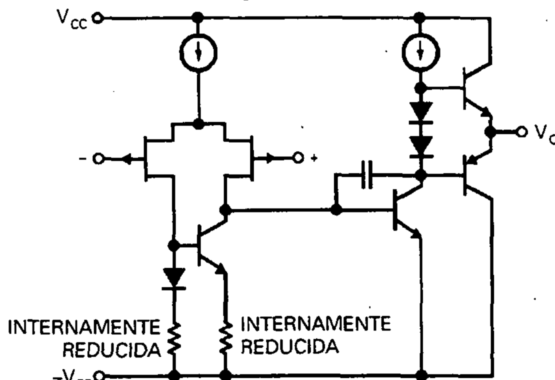
- Tensión de offset reducida internamente 10 mV
- Corriente de polarización de entrada baja 50 pA
- Tensión de ruido de entrada baja 25 $nV/\sqrt{Hz}$
- Corriente de ruido de entrada baja 0,01 $pA/\sqrt{Hz}$
- Producto ganancia-ancho de banda grande 4 MHz
- Velocidad de respuesta alta 13 V/μs
- Corriente de alimentación baja 1,8 mA
- Impedancia de entrada alta $10^{12}\ \Omega$
- Distorsión armónica total baja <0,02 %
- Tiempo de establecimiento al 0,01 % bajo 2 μs

Conexión típica



TL/H/5648–11

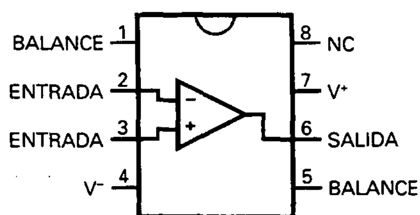
Circuito simplificado



TL/H/5648–12

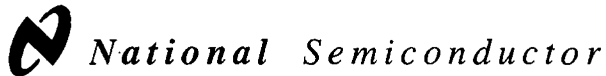
Diagramas de conexión

Encapsulado Dual-in-line



TL/H/5648–13

Número de pedido LF351M o LF351N
Ver número de encapsulado NS M08A o N08E



Noviembre 1994

Amplificadores operacionales LM118/LM218/LM318

Descripción general

Las series LM318 son amplificadores operacionales de precisión y alta velocidad diseñados para aplicaciones que requieren un gran ancho de banda y una alta velocidad de respuesta. Se caracterizan por tener 10 veces más velocidad que los dispositivos de propósito general sin sacrificar el rendimiento en DC.

Las series LM118 tienen compensación interna de frecuencia para ganancia unidad. Esto simplifica considerablemente su aplicación ya que no se necesitan componentes externos para funcionar. Sin embargo, a diferencia de la mayoría de los amplificadores compensados internamente, se debe añadir compensación externa de frecuencia para un rendimiento óptimo. Para aplicaciones como inversor, la compensación de la realimentación eleva la velocidad de respuesta por encima de los 150 V/μs y casi duplica el ancho de banda. Se puede utilizar la sobrecompensación con el amplificador para ganar estabilidad cuando no se necesita el máximo ancho de banda. Además, se puede añadir un simple condensador para reducir el tiempo de establecimiento al 0,1 por 100 por debajo de 1 μs. La alta velocidad y rápido tiempo de establecimiento de estos amplificadores operacionales los hacen útiles en convertidores A/D, osciladores, filtros activos, circuitos de muestreo y retención, o amplificadores de propósito general. Estos dispositivos son fáciles de aplicar y proporcionan un rendimiento en AC un orden de magnitud superior que los estándares industriales como el LM709.

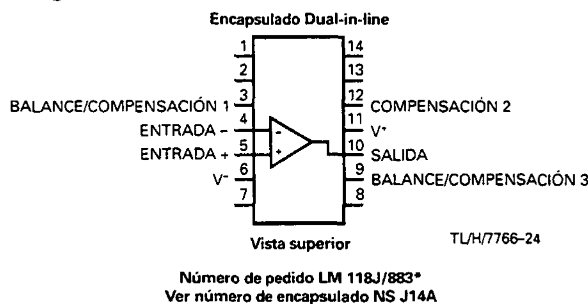
El LM218 es idéntico al LM118 excepto que el LM218 tiene su rendimiento especificado para un intervalo de temperatura de −25°C hasta +85°C. El LM318 se especifica de 0°C hasta +70°C.

Características

- Ancho de banda para pequeña señal de 15 MHz
- Velocidad de respuesta garantizada de 50 V/μs
- Corriente de polarización máxima de 250 nA
- Funciona con alimentaciones de ±5 V a ±20 V
- Compensación de frecuencia interna
- Protegido contra sobrecargas en entrada y salida
- Diagrama de conexiones compatible con amplificadores operacionales de propósito general

Diagramas de conexión

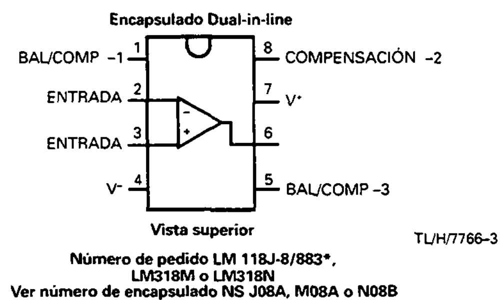
Encapsulado Dual-in-line



Vista superior TL/H/7766-24

Número de pedido LM 118J/883*
Ver número de encapsulado NS J14A

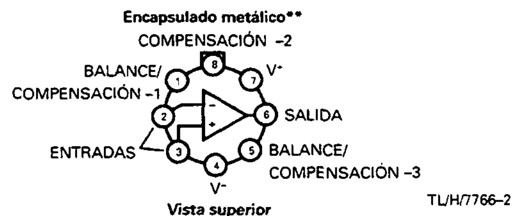
Encapsulado Dual-in-line



Vista superior TL/H/7766-3

Número de pedido LM 118J-8/883*, LM318M o LM318N
Ver número de encapsulado NS J08A, M08A o N08B

Encapsulado metálico**



Vista superior TL/H/7766-2

**Las conexiones de terminal que se muestran en el diagrama y en aplicaciones típicas son para el encapsulado TO-5

Número de pedido LM 118H, LM118H/883*, LM218M o LM318H
Ver número de encapsulado NS H08C

* Válido para JM38510/10107

Especificaciones máximas absolutas

Si se requieren dispositivos especificados por agencias militares/aeronáuticas, contacte con la Oficina de Ventas/Distribución de National Semiconductors respecto a la disponibilidad y especificaciones (Nota 6).

Tensión de alimentación

Disipación de potencia 500 mW ± 20 V (Nota 1)

Corriente de entrada diferencial ± 10 mA (Nota 2)

Tensión de entrada ± 15 V (Nota 3)

Duración del cortocircuito de salida Continuo

Intervalo de temperatura de funcionamiento

LM118 −55°C a +125°C

LM218 −25°C a +85°C

LM318 0°C a +70°C

Intervalo de temperatura de almacenamiento −65°C a +150°C

Temperatura en terminal (soldadura, 10 seg.)

Encapsulado hermético 300°C

Encapsulado plástico 260°C

Información de soldadura

Encapsulado Dual-in-Line

Soldadura (10 seg.) 260°C

Encapsulado Small Outline

Fase de vapor (60 seg.) 215°C

Infrarrojo (15 seg.) 220°C

Para otros métodos de soldadura de dispositivos en montaje superficial ver AN-450, «Métodos de montaje superficial y sus efectos en la confiabilidad del producto»

Tolerancia ESD (Nota 7) 2000 V

Características eléctricas (Nota 4)

Parámetro	Condiciones	LM118/LM218			LM318			Unidad
		Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	
Tensión de offset de entrada	$T_A = 25°C$		2	4		4	10	mV
Corriente de offset de entrada	$T_A = 25°C$		6	50		30	200	nA
Corriente de polarización de entrada	$T_A = 25°C$		120	250		150	500	nA
Resistencia de entrada	$T_A = 25°C$	1	3		0,5	3		MΩ
Corriente de alimentación	$T_A = 25°C$		5	8		5	10	mA
Ganancia de tensión para señal grande	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm15$ V, $V_{OUT} = \pm10$ V, $R_L \geqslant 2$ kΩ	50	200		25	200		V/mV
Velocidad de respuesta	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm15$ V, $A_V = 1$ (Nota 5)	50	70		50	70		V/μs
Ancho de banda para pequeña señal	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm15$ V		15			15		MHz
Tensión de offset de entrada				6			15	mV
Corriente de offset de entrada				100			300	nA
Corriente de polarización de entrada				500			750	nA
Corriente de alimentación	$T_A = 125°C$		4,5	7				mA
Ganancia de tensión para señal grande	$V_S = \pm15$ V, $V_{OUT} = \pm10$ V, $R_L \geqslant 2$ kΩ	25			20			V/mV
Excursión de la tensión de salida	$V_S = \pm15$ V, $R_L = 2$ kΩ	±12	±13		±12	±13		V
Margen de tensiones de entrada	$V_S = \pm15$ V	±11,5			±11,5			V
Relación de rechazo al modo común		80	100		70	100		dB
Relación de rechazo a la tensión de alimentación		70	80		65	80		dB

Nota 1: La temperatura máxima de la unión del LM118 es 150°C, del LM218 es 110°C y del LM318 es 110°C. Para funcionar a temperaturas elevadas, los dispositivos en el encapsulado H08 deben ser ajustados basándose en una resistencia térmica de 160°C/W, unión a ambiente, o 20°C/W, unión al encapsulado. La resistencia térmica del encapsulado Dual-in-line es 100°C/W, unión a ambiente.

Nota 2: Las entradas están en paralelo con un par de diodos contrapuestos para proteger de sobretensiones. Por tanto, circulará excesiva corriente si se aplica una tensión de entrada diferencial que exceda de un voltio entre las entradas, a menos que se utilice alguna resistencia limitadora.

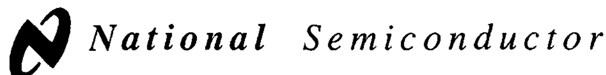
Nota 3: Para tensiones de alimentación menores que ±15V, la tensión de entrada máxima absoluta es igual a la tensión de alimentación.

Nota 4: Estas especificaciones se aplican para $\pm 5\ V \leqslant V_S \leqslant \pm 20\ V$ y $-55°C \leqslant T_A \leqslant +125°C$ (LM118), $-25°C \leqslant T_A \leqslant +85°C$ (LM218), $0°C \leqslant T_A \leqslant +70°C$ (LM318). Además, las fuentes de alimentación se deben desacoplar con condensadores de disco de 0,1 μF.

Nota 5: La velocidad de respuesta está probada con $V_S = \pm15$ V. El LM118 está en una configuración no inversora de ganancia unidad. V_{IN} se cambia en escalón de −7,5 V a +7,5 V y viceversa. Velocidades de respuesta de 50 V/μs entre −5 V y +5 V y viceversa están probadas y garantizadas.

Nota 6: Referirse a RETS118X para las especificaciones militares LM118H y LM118J.

Nota 7: Modelo del cuerpo humano, 1,5 kΩ en serie con 100 pF.



Enero 1995

Reguladores positivos de tres terminales series LM140A/LM140/LM340A/LM340/LM7800C

Descripción general

Los reguladores de tensión positivos de tres terminales monolíticos utilizan limitación interna de corriente, protección térmica y compensación de área de seguridad, siendo así esencialmente indestructibles. Si se proporciona un disipador de calor apropiado pueden proporcionar corrientes de salida por encima de 1 A. Están pensados como reguladores de tensión fija en un amplio rango de aplicaciones, incluyendo regulación integrada en placa para eliminación de ruido y problemas de distribución asociados con la regulación en un único punto. Además de utilizarse como reguladores de tensión fija, estos dispositivos se pueden utilizar con componentes externos para obtener corrientes y tensiones de salida ajustables.

Se ha hecho un esfuerzo considerable para hacer que todas las series de reguladores sean fáciles de usar y para minimizar el número de componentes externos. No es necesario desacoplar la salida, aunque esto mejora la respuesta transitoria. El desacoplo de la entrada sólo es necesario si el regulador está localizado lejos del filtro con condensador de la fuente de alimentación.

Las opciones de regulación de 5 V, 12 V y 15 V están disponibles en el encapsulado metálico TO-3. Las series LM340A/LM340/LM7800C están disponibles en el encapsulado plástico TO-220, y el LM7805 y LM7812 están también disponibles en el encapsulado de montaje superficial TO-263.

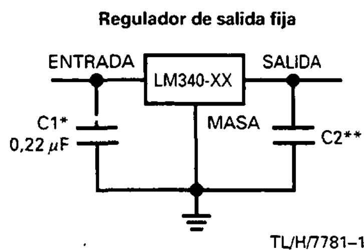
Características

- Especificaciones completas a 1A con carga
- Tolerancias de tensión de salida de ±2 % a $T_j = 25$ °C y ±4 % sobre el intervalo de temperaturas (LM140A/LM340A)
- Regulación de red de 0,01% de V_{OUT}/V de ΔV_{IN} a 1 A con carga (LM140A/LM340A)
- Regulación de carga de 0,3% de V_{OUT}/A (LM140A/LM340A)
- Protección interna contra sobrecarga térmica
- Límite interno contra corriente de cortocircuito
- Protección de área de seguridad del transistor de salida
- P⁺ Prueba de mejora de producto

Dispositivo	Tensiones de salida	Encapsulador
LM140A/LM140	5,12,15	TO-3 (K)
LM340A/LM340	5, 12, 15	TO-3 (K), TO-220 (T)
LM7800C	5, 6, 8, 12, 15, 18, 24	TO-220 (T), TO-263 (S) (sólo 5 V y 12 V)

Aplicaciones típicas

Regulador de salida fija

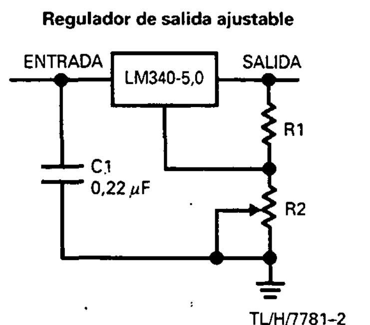


TL/H/7781–1

* Necesario si el regulador está lejos del filtro de la fuente de alimentación

** Aunque no hace falta condensador de salida para la estabilidad, ayuda a la respuesta transitoria (si se necesita, use uno de cerámica de 0,1 μF)

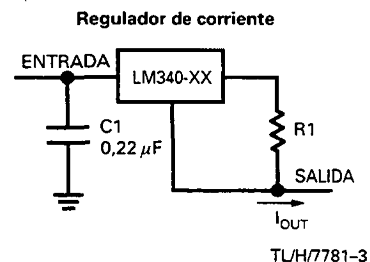
Regulador de salida ajustable



TL/H/7781–2

$V_{OUT} = 5V + (5V/R1 + I_Q)$ R2 5V/R1 > 3 I_Q, regulación de la carga (L_r) ≈ [(R1 + R2)/R1] (L_r del LM340-5).

Regulador de corriente



TL/H/7781–3

$I_{OUT} = \frac{V2\text{-}3}{R1} + I_Q$

ΔI_Q = 1,3 mA sobre los cambio de la red y la carga

Reguladores positivos de tres terminales series LM140A/LM140/LM340A/LM340/LM7800C

RRD-B30M115/Printed in U. S. A.

Especificaciones máximas absolutas

(Nota 1)

Si se requieren dispositivos especificados por agencias militares/aeronáuticas, contacte con la Oficina de Ventas/Distribución de National Semiconductors respecto a la disponibilidad y especificaciones (Nota 5).

Tensión de entrada en DC
- Todos los dispositivos excepto LM7824/LM7824C 35V
- LM7824/LM7824C 4 V

Disipación interna de potencia (Nota 2) Limitada internamente
Máxima temperatura de la unión 150°C
Intervalo de temperatura de almacenamiento −65 C a +150°C
Temperatura en terminal (soldadura, 10 seg.)
- TO-3 encapsulado (K) 300°C
- TO-220 encapsulado (T), encapsulado TO-263 (S) 230°C

Susceptibilidad ESD (Nota 3) 2 kV

Condiciones de funcionamiento

(Nota 1)

Intervalo de temperatura (T_A) (Nota 2)
- LM140A, LM140 −55°C a +125°C
- LM340A, LM340, LM7805C, LM7812C, LM7815C 0°C a +70°C
- LM7806C, LM7808C, LM7818C, LM7824C 0°C a +125°C

LM140A/LM340A

Características eléctricas

I_{OUT} = 1A, −55°C $\leq T_J \leq$ +150°C (LM140A), o 0°C $\leq T_J \leq$ + 125°C (LM340A) a menos que se indique otra cosa (Nota 4)

Símbolo	Tensión de salida		5V			12V			15V			Unidades
	Tensión de entrada (a menos que se indique otra cosa)		10V			19V			23V			
	Parámetro	Condiciones	Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	
V_O	Tensión de salida	T_J = 25 C	4,9	5	5,1	11,75	12	12,25	14,7	15	15,3	V
		$P_D \leq$ 15W, 5 mA $\leq I_O \leq$ 1A $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	4,8 (7,5 $\leq V_{IN} \leq$ 20)		5,2	11,5 (14,8 $\leq V_{IN} \leq$ 27)		12,5	14,4 (17,9 $\leq V_{IN} \leq$ 30)		15,6	V V
ΔV_O	Regulación de red	I_O = 500 mA ΔV_{IN}	(7,5 $\leq V_{IN} \leq$ 20)		10	(14,5 $\leq V_{IN} \leq$ 27)		18	(17,9 $\leq V_{IN} \leq$ 30)		22	mV V
		T_J = 25°C ΔV_{IN}	(7,5 $\leq V_{IN} \leq$ 20)	3	10	(14,5 $\leq V_{IN} \leq$ 27)	4	18	(17,5 $\leq V_{IN} \leq$ 30)	4	22	mV V
		T_J = 25°C Sobretemperatura ΔV_{IN}	(8 $\leq V_{IN} \leq$ 12)		4 12	(16 $\leq V_{IN} \leq$ 22)		9 30	(20 $\leq V_{IN} \leq$ 26)		10 30	mV mV V
ΔV_O	Regulación de carga	T_J = 25°C, 5 mA $\leq I_O \leq$ 1,5A 250 mA $\leq I_O \leq$ 750 mA		10	25 15		12	32 19		12	35 21	mV mV
		Sobretemperatura 5 mA $\leq I_O \leq$ 1A			25			60			75	mV
I_Q	Corriente en el punto Q	T_J = 25°C Sobretemperatura			6 6,5			6 6,5			6 6,5	mA mA
ΔI_Q	Cambio de corriente en el punto Q	5 mA $\leq I_O \leq$ 1A			0,5			0,5			0,5	mA
		T_J = 25°C, I_O = 1A $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7,5 $\leq V_{IN} \leq$ 20)		0,8	(14,8 $\leq V_{IN} \leq$ 27)		0,8	(17,9 $\leq V_{IN} \leq$ 30)		0,8	mA V
		I_O = 500 mA $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(8 $\leq V_{IN} \leq$ 25)		0,8	(15 $\leq V_{IN} \leq$ 30)		0,8	(17,9 $\leq V_{IN} \leq$ 30)		0,8	mA V
V_N	Tensión ruido de salida	T_A = 25°C, 10 Hz $\leq$ f $\leq$ 100 kHz		40			75			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Rechazo al rizado	T_J = 25°C, f = 120 Hz, I_O = 1A o f = 120 Hz, I_O = 500 mA Sobretemperatura $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	68 68 (8 $\leq V_{IN} \leq$ 18)	80		61 61 (15 $\leq V_{IN} \leq$ 25)	72		60 60 (18,5 $\leq V_{IN} \leq$ 28,5)	70		dB dB V
R_O	Tensión de dropout Resistencia de salida Corriente de cortoc. Corriente de pico de salida TC promedio de V_O	T_J = 25°C, I_O = 1A f = 1 kHz T_J = 25°C T_J = 25°C Mín, T_J = 0°C, I_O = 5 mA		2,0 8 2,1 2,4 −0,6			2,0 18 1,5 2,4 −1,5			2,0 19 1,2 2,4 −1,8		V mΩ A A mV/°C
V_{IN}	Tensión de entrada necesaria para mantener la regulación de red	T_J = 25°C	7,5			14,5			17,5			V

LM140

Características eléctricas −55°C ≤ T_J ≤ +150°C, a menos que se indique otra cosa (Nota 4)

Símbolo	Tensión de salida			5V			12V			15V			Unidades
	Tensión de entrada (a menos que se indique otra cosa)			10V			19V			23V			
	Parámetro	Condiciones		Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	
V_O	Tensión de salida	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_O ≤ 1A		4,8	5	5,2	11,5	12	12,5	14,4	15	15,6	V
		P_D ≤ 15W, 5 mA ≤ I_O ≤ 1A		4,75		5,25	11,4		12,6	14,25		15,75	V
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(15,5 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(18,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
ΔV_O	Regulación de red	I_O = 500 mA	T_J = 25°C		3	50		4	120		4	150	mV
			ΔV_{IN}	(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(14,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(17,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
			−55°C ≤ T_J ≤ +150°C			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(18,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		I_O ≤ 1A	T_J = 25°C			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}	(7,5 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(14,6 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17,7 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
			−55°C ≤ T_J ≤ +150°C			25			60			75	mV
			ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 12)			(16 ≤ V_{IN} ≤ 22)			(20 ≤ V_{IN} ≤ 26)			V
ΔV_O	Regulación de carga	T_J = 25°C	5 mA ≤ I_O ≤ 1,5A		10	50		12	120		12	150	mV
			250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA			25			60			75	mV
		−55°C ≤ T_J ≤ +150°C, 5 mA ≤ I_O ≤ 1A				50			120			150	mV
I_O	Corriente en el punto Q	I_O ≤ 1A	T_J = 25°C			6			6			6	mA
			−55°C ≤ T_J ≤ +150°C			7			7			7	mA
ΔI_O	Cambio de corriente en el punto Q	5 mA ≤ I_O ≤ 1A				0,5			0,5			0,5	mA
		T_J = 25°C, I_O ≤ 1A				0,8			0,8			0,8	mA
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(18,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		I_O = 500 mA, −55°C ≤ T_J ≤ +150°C				0,8			0,8			0,8	mA
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(18,5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
V_N	Tensión ruido de salida	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz			40			75			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Rechazo al rizado	f = 120 Hz	I_O ≤ 1A, T_J = 25°C o	68	80		61	72		60	70		dB
			I_O ≤ 500 mA, −55°C ≤ T_J ≤ +150°C	68			61			60			dB
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 18)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(18,5 ≤ V_{IN} ≤ 28,5)			V
R_O	Tensión de dropout	T_J = 25°C, I_O = 1A			2,0			2,0			2,0		V
	Resistencia de salida	f = 1 kHz			8			18			19		mΩ
	Corriente de cortoc.	T_J = 25°C			2,1			1,5			1,2		A
	Corriente de pico de salida	T_J = 25°C			2,4			2,4			2,4		A
	TC promedio de V_O	Mín, T_J = 0°C, I_O = 5 mA			−0,6			−1,5			−1,8		mV/°C
V_{IN}	Tensión de entrada necesaria para mantener la regulación de red	T_J = 25°C		7,5			14,6			17,7			V

LM340/LM7800C

Características eléctricas $0°C \leq T_J \leq +125°C$, a menos que se indique otra cosa (Nota 4)

Símbolo	Tensión de salida		5V			12V			15V			Unidades
	Tensión de entrada (a menos que se indique otra cosa)		10V			19V			23V			
	Parámetro	Condiciones	Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	Mín.	Tipo	Máx.	
V_O	Tensión de salida	$T_J = 25°C$, $5\ mA \leq I_O \leq 1A$	4,8	5	5,2	11,5	12	12,5	14,4	15	15,6	V
		$P_D \leq 15W$, $5\ mA \leq I_O \leq 1A$	4,75		5,25	11,4		12,6	14,25		15,75	V
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$		$(7,5 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(14,5 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(17,5 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
ΔV_O	Regulación de red	$I_O = 500\ mA$, $T_J = 25°C$		3	50		4	120		4	150	mV
		ΔV_{IN}		$(7 \leq V_{IN} \leq 25)$			$(14,5 \leq V_{IN} \leq 30)$			$(17,5 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
		$I_O = 500\ mA$, $0°C \leq T_J \leq +125\ C$			50			120			150	mV
		ΔV_{IN}		$(8 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(15 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(18,5 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
		$I_O \leq 1A$, $T_J = 25°C$			50			120			150	mV
		ΔV_{IN}		$(7,5 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(14,6 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(17,7 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
		$I_O \leq 1A$, $0\ C \leq T_J \leq +125\ C$			25			60			75	mV
		ΔV_{IN}		$(8 \leq V_{IN} \leq 12)$			$(16 \leq V_{IN} \leq 22)$			$(20 \leq V_{IN} \leq 26)$		V
ΔV_O	Regulación de carga	$T_J = 25\ C$, $5\ mA \leq I_O \leq 1,5A$		10	50		12	120		12	150	mV
		$T_J = 25\ C$, $250\ mA \leq I_O \leq 750\ mA$			25			60			75	mV
		$5\ mA \leq I_O \leq 1A$, $0°C \leq T_J \leq +125$			50			120			150	mV
I_O	Corriente en el punto Q	$I_O \leq 1A$, $T_J = 25°C$			8			8			8	mA
		$I_O \leq 1A$, $0°C \leq T_J \leq +125°C$			8,5			8,5			8,5	mA
ΔI_O	Cambio de corriente en el punto Q	$5\ mA \leq I_O \leq 1A$			0,5			0,5			0,5	mA
		$T_J = 25°C$, $I_O \leq 1A$			1,0			1,0			1,0	mA
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$		$(7,5 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(14,8 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(17,9 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
		$I_O = 500\ mA$, $0°C \leq T_J \leq +125\ C$			1,0			1,0			1,0	mA
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$		$(7,5 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(14,8 \leq V_{IN} \leq 30)$			$(17,5 \leq V_{IN} \leq 30)$		V
V_N	Tensión ruido de salida	$T_A = 25°C$, $10\ Hz \leq f \leq 100\ kHz$		40			75			90		µV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Rechazo al rizado	$f = 120\ Hz$, $I_O \leq 1A$, $T_J = 25°C$ o	62	80		55	72		54	70		dB
		$f = 120\ Hz$, $I_O \leq 500\ mA$, $0°C \leq T_J \leq +125\ C$	62			55			54			dB
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$		$(8 \leq V_{IN} \leq 18)$			$(15 \leq V_{IN} \leq 25)$			$(18,5 \leq V_{IN} \leq 28,5)$		V
R_O	Tensión de dropout	$T_J = 25°C$, $I_O = 1A$		2,0			2,0			2,0		V
	Resistencia de salida	$f = 1\ kHz$		8			18			19		mΩ
	Corriente de cortoc.	$T_J = 25°C$		2,1			1,5			1,2		A
	Corriente de pico de salida	$T_J = 25°C$		2,4			2,4			2,4		A
	TC promedio de V_O	Mín, $T_J = 0°C$, $I_O = 5\ mA$		−0,6			−1,5			−1,8		mV/°C
V_{IN}	Tensión de entrada necesaria para mantener la regulación de red	$T_J = 25°C$, $I_O \leq 1A$	7,5			14,6			17,7			V

Nota 1: Las Especificaciones Máximas Absolutas son los límites por encima de los cuales se puede dañar el dispositivo. Las Condiciones de Funcionamiento son las condiciones bajo las que funciona el dispositivo pero que no garantizan las especificaciones. Para especificaciones garantizadas y condiciones de prueba ver las Características Eléctricas.

Nota 2: La máxima disipación de potencia permisible a cualquier temperatura ambiente es una función de la máxima temperatura de la unión para funcionamiento correcto (T_{JMAX} = 125°C o 150°C), la resistencia térmica de unión a ambiente (θ_{JA}), y la temperatura ambiente (T_A). $P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$. Si se excede esta disipación, la temperatura crecerá por encima de T_{JMAX} y ya no se aplican las especificaciones eléctricas. Si la temperatura crece por encima de 150°C, el dispositivo entra en protección térmica. Para el encapsulado TO-3 (K, KC), la resistencia térmica unión a ambiente (θ_{JA}) es 39°C/W. Cuando se utiliza un disipador de calor, θ_{JA} es la suma de los 4°C/W de la resistencia térmica unión a encapsulado (θ_{JC}) del encapsulado TO-3 y la resistencia térmica unión a ambiente del disipador de calor. Para el encapsulado TO-220 (T), θ_{JA} es 54°C/W y θ_{JC} es 4°C/W.

Si se usa el encapsulado TO-263 la resistencia térmica se puede reducir incrementando el área de cobre de la placa conectada térmicamente al encapsulado: Utilizando 0,5 pulgadas cuadradas de área de cobre, θ_{JA} es 50°C/W; con 1 pulgada cuadrada de área de cobre, θ_{JA} es 37°C/W; y con 1,6 pulgadas o más, θ_{JA} es 32°C/W.

Nota 3: La especificación ESD está basada en el modelo de cuerpo humano, descarga de 100 pF a través de 1,5 kΩ.

Nota 4: Todas las características se miden con un condensador de 0,22 µF de la entrada a masa y un condensador de 0,1 µF de la salida a masa. Todas las características excepto la tensión de ruido y la relación de rechazo al rizado se miden utilizando técnicas de pulsos ($t_w \leq$ 10 ms, ciclo de trabajo $\leq$ 5%). Se deben tener en cuenta de forma separada los cambios en la tensión de salida debidos a cambios en la temperatura interna.

Nota 5: Está disponible bajo pedido la especificación militar RETS. En el momento de impresión, las especificaciones militares RETS para el LM140AK-5.0/883, LM140AK-12/883 y LM140AK-15/883 estaban de acuerdo con los límites máximos y mínimos para las versiones respectivas del LM140A. El LM140H/883, LM140K/883 y LM140AK/883 se pueden conseguir también como Estándar Militar en fase de Diseño.

LM7806C
Características eléctricas

0°C ⩽ T_J ⩽ +150°C, V_I = 11V, I_O = 500 mA, C_I = 0,33 μF, C_O = 0,1 μF, a menos que se indique otra cosa

Símbolo	Parámetros		Condiciones (Nota 4)		Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
V_O	Tensión de salida		T_J = 25°C		5,57	6,0	6,25	V
ΔV_O	Regulación de red		T_J = 25°C	8,0V ⩽ V_I ⩽ 25V		5,0	120	mV
				9,0V ⩽ V_I ⩽ 13V		1,5	60	
ΔV_O	Regulación de la carga		T_J = 25°C	5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,5A		14	120	mV
				250 mA ⩽ I_O ⩽ 750 mA		4,0	60	
V_O	Tensión de salida		8,0V ⩽ V_I ⩽ 21V, 5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,0A, P ⩽ 15W		5,7		6,3	V
I_O	Corriente en el punto Q		T_J = 25 C			4,3	8,0	mA
ΔI_Q	Cambio de corriente en el punto Q	Con red	8,0V ⩽ V_I ⩽ 25V				1,3	mA
		Con carga	5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,0A				0,5	
V_N	Ruido		T_A = 25 C, 10 Hz ⩽ f ⩽ 100 kHz			45		μV
$\Delta V_I/\Delta V_O$	Rechazo al rizado		f = 120 Hz, I_O = 350 mA, T_J = 25 C		59	75		dB
V_{DO}	Tensión de dropout		I_O = 1,0A, T_J = 25°C			2,0		V
R_O	Resistencia de salida		f = 1,0 kHz			9		mΩ
I_{OS}	Corriente de salida en cortocircuito		T_J = 25°C, V_I = 35V			550		mA
I_{PK}	Corriente de pico de salida		T_J = 25 C			2,2		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Promedio de coeficiente de temperatura de la tensión de salida		I_O = 5,0 mA, 0 C ⩽ T_A ⩽ +125 C			0,8		mV/ C

LM7808C
Características eléctricas

0°C ⩽ T_J ⩽ +150°C, V_I = 14V, I_O = 500 mA, C_I = 0,33 μF, C_O = 0,1 μF, a menos que se indique otra cosa

Símbolo	Parámetros		Condiciones (Nota 4)		Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
V_O	Tensión de salida		T_J = 25 C		7,7	8,0	8,3	V
ΔV_O	Regulación de red		T_J = 25°C	10,5V ⩽ V_I ⩽ 25V		6,0	160	mV
				11,0V ⩽ V_I ⩽ 17V		2,0	80	
ΔV_O	Regulación de la carga		T_J = 25°C	5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,5A		12	160	mV
				250 mA ⩽ I_O ⩽ 750 mA		4,0	60	
V_O	Tensión de salida		11,5V ⩽ V_I ⩽ 23V, 5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,0A, P ⩽ 15W		7,6		8,4	V
I_O	Corriente en el punto Q		T_J = 25°C			4,3	8,0	mA
ΔI_Q	Cambio de corriente en el punto Q	Con red	11,5V ⩽ V_I ⩽ 25V				1,0	mA
		Con carga	5,0 mA ⩽ I_O ⩽ 1,0A				0,5	
V_N	Ruido		T_A = 25°C, 10 Hz ⩽ f ⩽ 100 kHz			52		μV
$\Delta V_I/\Delta V_O$	Rechazo al rizado		f = 120 Hz, I_O = 350 mA, T_J = 25°C		56	72		dB
V_{DO}	Tensión de dropout		I_O = 1,0A, T_J = 25°C			2,0		V
R_O	Resistencia de salida		f = 1,0 kHz			16		mΩ
I_{OS}	Corriente de salida en cortocircuito		T_J = 25°C, V_I = 35V			0,45		A
I_{PK}	Corriente de pico de salida		T_J = 25 C			2,2		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Promedio de coeficiente de temperatura de la tensión de salida		I_O = 5,0 mA			0,8		mV/°C

Nota 4: *Todas las características se miden con un condensador de 0,22 μF de la entrada a masa y un condensador de 0,1 μF de la salida a masa. Todas las características excepto la tensión de ruido y la relación de rechazo al rizado se miden utilizando técnicas de pulsos (t_W ⩽ 10 ms, ciclo de trabajo ⩽ 5%). Se deben tener en cuenta de forma separada los cambios en la tensión de salida debidos a cambios en la temperatura interna.*

LM7818C
Características eléctricas

0°C $\leq T_J \leq$ +150°C, V_I = 27V, I_O = 500 mA, C_I = 0,33 μF, C_O = 0,1 μF, a menos que se indique otra cosa

Símbolo	Parámetros		Condiciones (Nota 4)		Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
V_O	Tensión de salida		T_J = 25°C		17,3	18,0	18,7	V
ΔV_O	Regulación de red		T_J = 25°C	21V $\leq V_I \leq$ 33V		15	360	mV
				24V $\leq V_I \leq$ 30V		5,0	180	
ΔV_O	Regulación de la carga		T_J = 25°C	5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,5A		12	360	mV
				250 mA $\leq I_O \leq$ 750 mA		4,0	180	
V_O	Tensión de salida		22V $\leq V_I \leq$ 33V, 5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,0A, P $\leq$ 15W		17,1		18,9	V
I_Q	Corriente en el punto Q		T_J = 25°C			4,5	8,0	mA
ΔI_Q	Cambio de corriente en el punto Q	Con red	22V $\leq V_I \leq$ 33V				1,0	mA
		Con carga	5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,0A				0,5	
V_N	Ruido		T_A = 25°C, 10 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz			110		μV
$\Delta V_I/\Delta V_O$	Rechazo al rizado		f = 120 Hz, I_O = 350 mA, T_J = 25°C		53	69		dB
V_{DO}	Tensión de dropont		I_O = 1,0A, T_J = 25°C			2,0		V
R_O	Resistencia de salida		f = 1,0 kHz			22		mΩ
I_{OS}	Corriente de salida en cortocircuito		T_J = 25°C, V_I = 35V			0,20		A
I_{PK}	Corriente de pico de salida		T_J = 25°C			2,1		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Promedio de coeficiente de temperatura de la tensión de salida		I_O = 5,0 mA			1,0		mV/°C

LM7824C
Características eléctricas

0°C $\leq T_J \leq$ +150°C, V_I = 33V, I_O = 500 mA, C_I = 0,33 μF, C_O = 0,1 μF, a menos que se indique otra cosa

Símbolo	Parámetros		Condiciones (Nota 4)		Mín.	Tipo	Máx.	Unidades
V_O	Tensión de salida		T_J = 25°C		23,0	24,0	25,0	V
ΔV_O	Regulación de red		T_J = 25°C	27V $\leq V_I \leq$ 38V		1,8	480	mV
				30V $\leq V_I \leq$ 36V		6,0	240	
ΔV_O	Regulación de la carga		T_J = 25°C	5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,5A		12	480	mV
				250 mA $\leq I_O \leq$ 750 mA		4,0	240	
V_O	Tensión de salida		28V $\leq V_I \leq$ 38V, 5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,0A, P $\leq$ 15W		22,8		25,2	V
I_Q	Corriente en el punto Q		T_J = 25°C			4,6	8,0	mA
ΔI_Q	Cambio de corriente en el punto Q	Con red	28,5V $\leq V_I \leq$ 38V				1,0	mA
		Con carga	5,0 mA $\leq I_O \leq$ 1,0A				0,5	
V_N	Ruido		T_A = 25°C, 10 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz			170		μV
$\Delta V_I/\Delta V_O$	Rechazo al rizado		f = 120 Hz, I_O = 350 mA, T_J = 25°C		50	66		dB
V_{DO}	Tensión de dropout		I_O = 1,0A, T_J = 25°C			2,0		V
R_O	Resistencia de salida		f = 1,0 kHz			28		mΩ
I_{OS}	Corriente de salida en cortocircuito		T_J = 25°C, V_I = 35V			0,15		A
I_{PK}	Corriente de pico de salida		T_J = 25°C			2,1		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Promedio de coeficiente de temperatura de la tensión de salida		I_O = 5,0 mA			1,5		mV/°C

Nota 4: Todas las características se miden con un condensador de 0,22 μF de la entrada a masa y un condensador de 0,1 μF de la salida a masa. Todas las características excepto la tensión de ruido y la relación de rechazo al rizado se miden utilizando técnicas de pulsos ($t_W \leq$ 10 ms, ciclo de trabajo $\leq$ 5%). Se deben tener en cuenta de forma separada los cambios en la tensión de salida debidos a cambios en la temperatura interna.

APÉNDICE B

Desarrollos matemáticos

Este apéndice contiene una selección de desarrollos matemáticos. Se pueden encontrar algunos más en la página Web asociada a este libro: *www.malvino.com.*

Prueba de la Ecuación (9-10)

El punto de partida para este desarrollo es la ecuación para la unión rectangular *pn* derivada por Schockley:

$$I = I_s(\epsilon^{Vq/kT} - 1) \qquad \text{(B-1)}$$

donde

I = corriente total del diodo
I_s = corriente inversa de saturación
V = tensión total a través de la capa de deplexión
q = carga de un electrón
k = constante de Boltzmann
T = temperatura absoluta, °C + 273

La ecuación (B-1) no incluye la resistencia interna a cada lado de la unión. Por esta razón, la ecuación se aplica a todo el diodo sólo cuando la tensión a través de la resistencia interna es despreciable.

A temperatura ambiente, q/kT es aproximadamente 40, y la Ecuación (B-1) se convierte en:

$$I = I_s(\epsilon^{40V} - 1) \qquad \text{(B-2)}$$

(Algunos textos hablan de $39V$, pero esto es una diferencia pequeña.) Para obtener r'_e, se hace la derivada de I con respecto a V:

$$\frac{dI}{dV} = 40I_s\epsilon^{40V}$$

Utilizando la Ecuación (B-2), se puede escribir esto como:

$$\frac{dI}{dV} = 40(I + I_s)$$

Y tomando el inverso se obtiene r'_e:

$$r'_e = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{40(I + I_s)} = \frac{25 \text{ mV}}{I + I_s} \qquad \text{(B-3)}$$

La Ecuación (B-3) incluye el efecto de la corriente inversa de saturación. En un amplificador lineal real, I es mucho mayor que I_s (en caso contrario la polarización es inestable). Por esta razón, el valor práctico de r'_e es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I}$$

Como se está hablando de la capa de deplexión del emisor, se añade el subíndice E para obtener:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

Prueba de la Ecuación (12-18)

En la Figura 12-19*a*, la potencia instantánea disipada durante el tiempo de conducción del transistor es

$$p = V_{CE}I_C$$
$$= V_{CEQ}(1 - \text{sen}\ \theta)I_{C(\text{sat})}\ \text{sen}\ \theta$$

Esto es para la mitad del ciclo en la que el transistor conduce; durante la otra mitad, $p = 0$ en condiciones ideales.

La potencia media disipada es igual a:

$$p_{\text{av}} = \frac{\text{área}}{\text{período}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{CEQ}(1 - \text{sen}\ \theta)I_{C(\text{sat})}\ \text{sen}\ \theta\ d\theta$$

Después de evaluar la integral definida en el intervalo de la mitad del ciclo entre 0 y π, y dividir por el período 2π, se obtiene la potencia media disipada sobre un *ciclo entero* para un transistor:

$$p_{\text{av}} = \frac{1}{2\pi} V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}\left[-\cos\theta - \frac{\theta}{2}\right]_0^{\pi}$$
$$= 0{,}068\ V_{CEQ}I_{C(\text{sat})} \qquad \text{(B-4)}$$

Ésta es la potencia media disipada en cada transistor durante un ciclo suponiendo una excursión del 100 por 100 sobre la recta de carga para señal.

Si la señal no oscila sobre toda la recta de carga para señal, la potencia instantánea es igual a

$$p = V_{CEQ}I_C = V_{CEQ}(1 - k\ \text{sen}\ \theta)I_{C(\text{sat})}k\ \text{sen}\ \theta$$

donde k es una constante entre 0 y 1; k representa la fracción que se está usando de la recta de carga para señal. Después de integrar:

$$p_{\text{av}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} p\ d\theta$$

se obtiene:

$$p_{\text{av}} = \frac{V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}}{2\pi}\left(2k - \frac{\pi k^2}{2}\right) \qquad \text{(B-5)}$$

Como p_{av} es una función de k, se puede derivar y hacer dp_{av}/dk igual a cero para encontrar el valor de k que hace máxima la expresión (B-5):

$$\frac{dp_{\text{av}}}{dk} = \frac{V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}}{2\pi}(2 - k\pi) = 0$$

Resolviendo se obtiene:

$$k = \frac{2}{\pi} = 0{,}636$$

Con este valor de k, la Ecuación (B-5) se reduce a

$$p_{\text{av}} = 0{,}107\,V_{CEQ}I_{C(\text{sat})} \cong 0{,}1\,V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}$$

Como $I_{C(\text{sat})} = V_{CEQ}/R_L$ y $V_{CEQ} = \text{MPP}/2$, la anterior ecuación se puede escribir como

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L}$$

Prueba de las Ecuaciones (13-14) y (13-15)

Se comienza con la ecuación de transconductancia:

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]^2 \qquad \text{(B-6)}$$

Su derivada es:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = g_m = 2I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]\left[-\frac{1}{V_{GS(\text{off})}}\right]$$

o

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{off})}}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right] \qquad \text{(B-7)}$$

Cuando $V_{GS} = 0$, se obtiene:

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{off})}} \qquad \text{(B-8)}$$

o, reordenando:

$$V_{GS(\text{off})} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{off})}}$$

Esto prueba la Ecuación (13-14). Sustituyendo el miembro de la izquierda de la Ecuación (B-8) en la Ecuación (B-7):

$$g_m = g_{m0}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]$$

Ésta es la prueba de la Ecuación (13-15).

Prueba de la Ecuación (18-2)

La ecuación de una tensión sinusoidal es:

$$v = V_P \text{ sen } \omega t$$

La derivada con respecto al tiempo es:

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_P \cos \omega t$$

La máxima velocidad de cambio ocurre para $t = 0$. Además, a medida que la frecuencia crece, se alcanza el punto en el que la máxima velocidad de cambio es igual a la velocidad de respuesta. En este punto crítico:

$$S_R = \left(\frac{dv}{dt}\right)_{\text{máx}} = \omega_{\text{máx}} V_P = 2\pi f_{\text{máx}} V_P$$

Resolviendo para $f_{\text{máx}}$ en función de S_R se obtiene:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_P}$$

Prueba de la Ecuación (19-10)

Ésta es el desarrollo matemático para la impedancia de salida en lazo cerrado. Se comienza con:

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + AB}$$

Se sustituye:

$$A = A_u \frac{R_L}{r_{\text{out}} = R_L}$$

donde A es la ganancia con carga (R_L conectada) y A_u es la ganancia sin carga (R_L desconectada). Después de sustituir A, la ganancia en lazo cerrado se simplifica a:

$$A_{CL} = \frac{A_u}{1 + A_u B + r_{\text{out}}/R_L}$$

Cuando

$$1 + A_u B = \frac{r_{\text{out}}}{R_L}$$

A_{CL} decrece a la mitad, lo que significa que la resistencia de carga iguala a la resistencia Thevenin de salida del amplificador realimentado. Resolviendo para R_L da:

$$R_L = \frac{r_{\text{out}}}{1 + A_u B}$$

Éste es el valor de la resistencia de carga que fuerza a que la ganancia de tensión en lazo cerrado caiga a la mitad, lo que es equivalente a decir que iguala a la impedancia de salida en lazo cerrado:

$$r_{\text{out}(CL)} = \frac{r_{\text{out}}}{1 + A_u B}$$

En cualquier amplificador realimentado real, r_{out} es mucho menor que R_L, así que A es prácticamente igual a A_u. Ésta es la razón de que casi siempre se vea la siguiente expresión para la impedancia de salida:

$$r_{\text{out}(CL)} = \frac{r_{\text{out}}}{1 + AB}$$

donde

$r_{\text{out}(CL)}$ = impedancia de salida en lazo cerrado
r_{out} = impedancia de salida en lazo abierto
AB = ganancia en lazo abierto

Prueba de la Ecuación (19-23)

Debido a la masa virtual de la Figura 19-12, esencialmente toda la corriente de entrada circula a través de R_1. Sumando las tensiones alrededor de circuito da:

$$-v_{error} + i_{in}R_2 - (i_{out} - i_{in})R_1 = 0 \qquad \text{(B-9)}$$

Con las siguientes sustituciones:

$$v_{error} = \frac{v_{out}}{A}$$

y

$$v_{out} = i_{out}R_L + (i_{out} - i_{in})R_1$$

la Ecuación (B-9) se puede ordenar como:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{AR_2 + (1 + A)R_1}{R_L + (1 + A)R_1}$$

Como A es normalmente mucho mayor que uno, se simplifica a:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A(R_1 + R_2)}{R_L + AR_1}$$

Además, AR_2 es normalmente mucho mayor que R_L, y la anterior ecuación se simplifica como

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Prueba de la Ecuación (22-17)

El cambio en la tensión del condensador viene dado por:

$$\Delta V = \frac{IT}{C} \qquad \text{(B-10)}$$

En la mitad positiva del ciclo de la tensión de entrada (Fig. 22-28*a*), la corriente de carga del condensador es, idealmente:

$$I = \frac{V_P}{R}$$

Como T es el tiempo de caída de la rampa de salida, representa la mitad del período de salida. Si f es la frecuencia de la onda cuadrada de entrada, entonces $T = 1/2f$. Sustituyendo por I y T en la Ecuación (B-10) da:

$$\Delta V = \frac{V_P}{2fRC}$$

La tensión de entrada tiene un valor de pico de V_P, mientras que la tensión de salida tiene una tensión de pico de valor ΔV. Por tanto, la ecuación se puede escribir como

$$v_{out(p\text{-}p)} = \frac{V_P}{2fRC}$$

Prueba de la Ecuación (22-18)

El PCS tiene un valor de $+BV_{sat}$ y el PCI tiene un valor de $-BV_{sat}$. Se comienza con la ecuación de conmutación básica aplicable a cualquier circuito RC:

$$v = v_i + (v_f - v_i)(1 - e^{-t/RC}) \qquad \text{(B-11)}$$

donde v = tensión instantánea del condensador
v_i = tensión inicial del condensador
v_f = tensión objetivo del condensador
t = tiempo de carga
RC = constante de tiempo

En la Figura 22-32*b*, la carga del condensador empieza con un valor inicial de $-BV_{sat}$ y termina con un valor de $+BV_{sat}$. La tensión objetivo para el condensador es $+V_{sat}$ y el tiempo de carga del condensador es la mitad del período, $T/2$. Se sustituye en la Ecuación (B-11) para obtener:

$$BV_{sat} = -BV_{sat} + (V_{sat} + BV_{sat})(1 - e^{-T/2RC})$$

Esto se simplifica a:

$$\frac{2B}{1 + B} = 1 - e^{-T/2RC}$$

Ordenando términos y tomando antilogaritmos, la ecuación anterior se convierte en:

$$T = 2RC \ln \frac{1 + B}{1 - B}$$

Prueba de la Ecuación (23-25)

Se comienza con la Ecuación (B-11), la ecuación de conmutación para cualquier circuito RC. En la Figura 23-33, la tensión inicial del condensador es cero, la tensión objetivo es $+V_{CC}$ y la tensión final del condensador es $+2V_{CC}/3$. Se sustituye en la Ecuación (B-11) para obtener:

$$\frac{2V_{CC}}{3} = V_{CC}(1 - e^{-W/RC})$$

Esto se simplifica a:

$$e^{-W/RC} = \frac{1}{3}$$

Resolviendo para W da:

$$W = 1{,}0986RC \cong 1{,}1RC$$

Prueba de las Ecuaciones (23-28) y (23-29)

En la Figura 23-26, la carga ascendente del condensador dura el tiempo W. La tensión del condensador empieza en $+V_{CC}/3$ y termina en $+2V_{CC}/3$ con un valor objetivo de $+V_{CC}$. Se sustituye en la Ecuación (B-11) para obtener:

$$\frac{2V_{CC}}{3} = \frac{V_{CC}}{3} + \left(V_{CC} - \frac{V_{CC}}{3}\right)(1 - e^{-W/RC})$$

Esto se simplifica a:

$$e^{-W/RC} = \frac{1}{3}$$

o

$$W = 0{,}693RC = 0{,}693(R_1 + R_2)C$$

La ecuación de descarga es similar, excepto que se utiliza R_2 en lugar de $R_1 + R_2$. En la Figura 23-26 el tiempo de descarga es $T - W$, que conduce a:

$$T - W = 0{,}693R_2C$$

Por tanto, el período es:

$$T = 0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C$$

y el ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{0{,}693(R_1 + R_2)C}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C} \times 100\,\%$$

o

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \times 100\,\%$$

Para obtener la frecuencia se toma el inverso del periodo T:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C}$$

o

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Glosario

Abierto. Se refiere a un componente o cable de conexión que tiene un circuito abierto, equivalente a una resistencia grande que tiende a infinito.

Aceptador. Átomo trivalente que tiene tres electrones de valencia. Cada átomo trivalente produce un hueco en un cristal de silicio.

Acoplador óptico. Combinación de un LED y un fotodiodo. Una señal de entrada al LED se convierte en luz variable que es detectada por el fotodiodo. La ventaja es una gran resistencia de aislamiento entre la entrada y la salida.

Alfa de continua (α_{dc}). La corriente continua de colector dividida entre la corriente continua de emisor.

Amplificador. Circuito que puede aumentar la excursión pico a pico de la tensión, la corriente o la potencia de una señal.

Amplificador BC. Configuración del amplificador en la que la señal entra por el terminal de emisor y sale por el terminal de colector.

Amplificador CC. Configuración del amplificador en la que la señal entra por el terminal de base y sale por el terminal de emisor. También llamada *seguidor de emisor.*

Amplificador de aislamiento. Amplificador que se utiliza para aislar otros dos circuitos cuando uno de ellos sobrecarga al otro. Un amplificador de aislamiento tiene normalmente una impedancia de entrada muy alta, una impedancia de salida muy pequeña y una ganancia de tensión igual a 1. Estas cualidades significan que el amplificador de aislamiento transmitirá la salida del primer circuito al segundo circuito sin cambiar la señal.

Amplificador de audio. Cualquier amplificador diseñado para el intervalo de frecuencias de audio, de 20 Hz a 20 kHz.

Amplificador de instrumentación. Amplificador diferencial con alta impedancia de entrada y alto CMRR. Este tipo de amplificador se encuentra en las etapas de entrada de instrumentos de medida como los osciloscopios.

Amplificador de radiofrecuencia. También conocido como *preselector*, este amplificador proporciona una ganancia y selectividad inicial.

Amplificador de tensión. Amplificador que se ha diseñado para producir una ganancia de tensión máxima.

Amplificador diferencial. Circuito con dos transistores cuya salida es una versión amplificada de la señal de entrada diferencial entre las dos bases.

Amplificador EC con resistencia de emisor sin desacoplar. Etapa en EC con una resistencia de realimentación en el circuito del emisor. Esta resistencia es mucho mayor que la resistencia del diodo de emisor.

Amplificador EC. Configuración de amplificador más comúnmente usada, en la que la señal entra por el terminal de base y sale por el terminal de colector.

Amplificador en colector común. Amplificador cuyo colector está puesto a masa a efectos de señal. La señal entra a la base y sale del emisor.

Amplificador en fuente común. Amplificador JFET en el que la señal se acopla directamente a la puerta y toda la tensión de entrada alterna aparece entre la puerta y la fuente, produciendo una tensión alterna de salida amplificada en invertida.

Amplificador inversor de tensión. Como su nombre indica, la tensión de salida se invierte con respecto a la de entrada.

Amplificador operacional. Amplificador de continua de alta ganancia de tensión utilizable para frecuencias de cero a un poco más de 2 MHz.

Amplificador operacional BIFET. Amplificador operacional integrado que combina un FET y transistores bipolares, generalmente con seguidores de fuente FET en la entrada del dispositivo, seguido por etapas bipolares de ganancia.

Amplificador para pequeña señal. Este tipo de amplificadores se utilizan en las etapas finales de los receptores debido a que la señal que llega es muy débil (la corriente pico a pico en el emisor es menor del 10 por 100 del valor de corriente continua en el mismo).

Amplitud. Tamaño de una señal, usualmente su valor de pico.

Analogía. Similitud en algunos aspectos entre cosas diferentes que, por lo demás, son distintas. Un ejemplo es la analogía entre los transistores bipolares y los FET. Como los dispositivos son similares, sus ecuaciones son idénticas excepto por un cambio de subíndices.

Analógico. Parte de la electrónica que trata cantidades con variaciones infinitesimales. Se conoce también como *electrónica lineal.*

Ancho de banda. Diferencia entre las dos frecuencias de corte de un amplificador. Si el amplificador no tiene frecuencia de corte inferior, el ancho de banda es igual a la frecuencia de corte superior.

Ancho de banda de potencia. Es la frecuencia más alta que un amplificador operacional puede manejar sin distorsionar la señal de salida. El ancho de banda de potenia es inversamente proporcional al valor de pico.

Ánodo. Elemento de los dispositivos electrónicos que recibe el flujo de corriente de electrones.

Aproximación. Método para no perder el tiempo en el manejo de dispositivos semiconductores. Las respuestas exactas son tediosas, quitan tiempo y, por lo general, no se justifican en el mundo real de la electrónica. Por otra parte, las aproximaciones dan respuestas rápidas, habitualmente adecuadas para el trabajo normal.

Aproximación ideal o teórica. Es el circuito más simple equivalente a un dispositivo que es posible obtener. Incluye sólo algunas de las propiedades básicas del dispositivo e ignora muchas otras de menor importancia.

Armónicos. Onda sinusoidal cuya frecuencia es múltiplo entero de la onda sinusoidal principal.

Autoevaluación. Función de «seguimiento» por la que la tensión en la entrada inversora aumenta o disminuye inmediatamente la misma cantidad en que lo hace la entrada no inversora.

Autopolarización. Polarización que se obtiene en un FET debido a la tensión producida en la resistencia de la fuente.

Banda de frecuencias medias. Ésta se ha definido como $10f_1$ a $0,1f_2$. En este intervalo de frecuencias, la ganancia de tensión es igual a la ganancia máxima de tensión con un margen de un 0,5 por 100.

Bandera. Tensión que indica que ha sucedido algo. Comúnmente, una tensión pequeña significa que no ha ocurrido nada, mientras que una tensión elevada indica alguna incidencia. Un ejemplo de bandera es la salida de un comparador.

Barrera de potencial. Tensión que hay entre los extremos de la zona de deplexión. Esta tensión se produce en la unión *pn*, ya que es la diferencia de potencial entre los iones a ambos lados de la unión. En un diodo de silicio es aproximadamente de 0,7 V.

Base. Parte media de un transistor. Es delgada y está ligeramente dopada. Este hecho permite que pasen a través de ella electrones del emisor al colector.

Base común. Configuración de amplificador en la que la señal de etrada alimenta el terminal de emisor y la señal de salida sale por el terminal de colector.

Beta de continua (β_{dc}). La razón entre la corriente continua de colector y la corriente de base.

Circuito equivalente para continua. Circuito que queda después de poner en circuito abierto todos los condensadores.

Bucle enganchado en fase (PLL). Circuito electrónico que se utiliza para realimentar un comparador de fase que controla la frecuencia de velocidad.

Buffer. Dispositivo, por lo general un transistor, que aumenta la máxima corriente de carga permisible de un amplificador operacional.

Cambiador de nivel de continua. Circuito que añade un componente de corriente continua a una señal de corriente alterna.

Cambiador de nivel positivo o fijador. Circuito que produce un desplazamiento de una señal desplazando toda la señal de entrada hacia arriba hasta que los picos negativos se hallan en cero y los picos positivos se hallan en $2V_p$.

Capa epitaxial. Capa delgada de cristal depositado que forma parte de la estructura eléctrica de algunos semiconductores y circuitos integrados.

Capacidad parásita de las conexiones. Capacidad no deseada entre los conductores de conexión y masa.

Carga activa. Se refiere al uso de un transistor bipolar o MOS como resistencia. Se hace para ahorrar espacio u obtener resistencias difíciles de conseguir con resistencias pasivas.

Carga flotante. Carga que tiene tensiones distintas de cero en ambos extremos. Se puede identificar en un esquema eléctrico por el hecho de que ninguno de sus extremos está puesto a masa.

Cátodo. Elemento de los dispositivos electrónicos que proporciona el flujo de corriente de electrones.

Cebado. Cuando un transistor entra en avalancha la tensión entre sus extremos se mantiene en un valor elevado. Pero con un tiristor, el cebado da como resultado la saturación. En otras palabras, el cebado se

refiere a la forma en que un tiristor se dispara e inmediatamente se satura.

CI monolítico. Circuito integrado fabricado totalmente en una sola pastilla.

Circuito de acoplo. Circuito que acopla una señal de un generador a una carga. El condensador está en serie con la resistencia Thevenin del generador y la resistencia de carga.

Circuito de adelanto. Otro nombre de un circuito de acoplo. La palabra adelanto se refiere al ángulo de salida, que es positivo con respecto al ángulo de la señal de entrada. La fase puede variar de 0 a +90° (adelanto).

Circuito de desacoplo no deseado. Circuito que aparece en los lados de la base o del colector de un transistor, debido a las capacidades internas del condensador y a las capacidades parásitas de las conexiones.

Circuito de retardo. Otro nombre de un circuito de desacoplo. La palabra atraso se refiere al ángulo de la señal de salida, que es negativo con respecto al ángulo de la señal de entrada. La fase puede variar de 0 a –90° (atraso).

Circuito de retardo-adelanto. Circuito en que están combinados un circuito de desacoplo y uno de acoplo. La fase de la señal de salida puede ser positiva o negativa con respecto a la fase de la señal de entrada. El ángulo de fase puede variar de –90° (atraso) a +90° (adelanto).

Circuito en emisor común. Circuito en transistores en que el emisor es común o está a masa.

Circuito equivalente para señal alterna. Circuito que resulta de anular las fuentes de continua y poner en cortocircuito todos los condensadores.

Circuito integrado. Dispositivo que contiene sus propios transistores, resistencias y diodos. Un CI completo que emplee estos componentes microscópicos se puede fabricar de tal forma que ocupe el espacio de un solo transistor directo.

Circuito lineal con amplificador operacional. Circuito en el que el amplificador operacional nunca se satura en condiciones de funcionamiento normal. Esta situación implica que la señal de salida tiene la misma forma que la de entrada.

Coeficiente de temperatura. Tasa de cambio de una variable con respecto a la temperatura.

Colector. Parte mayor de un transistor. Se le llama colector porque colecta o junta los portadores enviados a la base desde el emisor.

Comparador. Circuito o dispositivo que detecta cuándo la tensión de entrada es mayor que un valor límite predeterminado. La salida es una tensión alta o bien una tensión baja. El límite predeterminado se llama punto de conmutación.

Condensador de acoplo. Condensador empleado para transmitir una señal alterna de un nudo a otro.

Condensador de compensación. Condensador dentro de un amplificador operacional que evita las oscilaciones. También, cualquier condensador que estabiliza un amplificador mediante una conexión de realimentación negativa. Sin este condensador el amplificador oscilará. El condensador de compensación produce una frecuencia de corte baja y disminuye la ganancia de tensión a razón de 20 dB por década sobre frecuencias medias. A la frecuencia de ganancia por unidad, el desplazamiento de fase es de aproximadamente 270°. Cuando el desplazamiento de fase llega a los 360°, la ganancia de tensión es menor que 1 y es imposible que haya oscilaciones.

Condensador de desacoplo. Condensador empleado para conectar un nudo a masa.

Conexión en contrafase (*push-pull*). Empleo de dos transistores en una conexión que hace que uno de ellos conduzca durante la mitad de un ciclo mientras el otro se encuentra cortado. De esta forma, uno de los transistores amplifica el primer semiciclo y el otro amplifica el segundo semiciclo.

Conmutador en paralelo. Cierta clase de conmutador analógico FET en el que el FET se halla en paralelo con la resistencia de carga.

Conmutador en serie. Cierta clase de conmutador analógico FET en el que el FET se halla en serie con la resistencia de carga.

Control automático de ganancia (CAG). Circuito diseñado para corregir la ganancia de un amplificador dependiendo de la amplitud de la señal de entrada.

Convertidor cc-cc. Circuito que convierte tensión continua de un valor en tensión continua de otro valor. Normalmente, la tensión continua de entrada se recorta o cambia a una tensión rectangular. Luego, ésta se eleva o se disminuye, según se necesite, se rectifica y se filtra para obtener la tensión continua de salida.

Convertidor digital a analógico (D/A). Circuito o dispositivo utilizado para transformar una señal digital en sus dos terminales de entrada.

Convertidor tensión-corriente. Circuito que es equivalente a una fuente de corriente controlada. La tensión de entrada controla la corriente. La corriente es entonces constante e independiente de la resistencia de la carga.

Corriente de corte de colector. Pequeña corriente de colector que existe cuando la corriente de la base es cero en una conexión en EC. Teóricamente, no debería existir la corriente de colector. Pero existe debido a los portadores minoritarios y a la corriente de fugas superficial del diodo de colector.

Corriente de disparo. Corriente mínima necesaria para cebar un tiristor.

Corriente de fugas. Término empleado a menudo para denotar la corriente inversa total en un diodo.

Incluso tanto la corriente producida térmicamente como la corriente de fugas superficial.

Corriente de fugas superficial. Corriente inversa que fluye por la superficie de un diodo. Aumenta cuando aumenta la tensión inversa.

Corriente de mantenimiento. Corriente mínima que debe circular en un tiristor para mantenerlo en la zona de conducción.

Corriente de offset de entrada. Diferencia de las dos corrientes de entrada a un amplificador diferencial o a un amplificador operacional.

Corriente de polarización de entrada. Promedio de las dos corrientes de entrada a un amplificador diferencial o a un amplificador operacional.

Corriente de salida en cortocircuito. Corriente de salida máxima que puede entregar un amplificador operacional para una resistencia de carga nula.

Corriente de saturación inversa. Es lo mismo que la corriente de portadores minoritarios en un diodo. Esta corriente existe en la dirección inversa.

Corriente inicial. Gran corriente incial que circula por los diodos de un rectificador. Es el resultado directo de la carga del condensador del filtro, que inicialmente está descargado.

Corriente máxima en directo. Máxima corriente que puede soportar un diodo polarizado directamente antes de quemarse o sufrir daños graves.

Corte para señal alterna. Extremo inferior de la recta de carga para señal. En este punto el transistor entra en corte y recorta la señal.

Cortocircuito. Es uno de los problemas que se presentan comúnmente. Se produce un cortocircuito cuando una resistencia extremadamente pequeña se hace casi cero, aunque la corriente puede ser muy grande. Un componente puede tener un cortocircuito interno, o puede tener un cortocircuito externo por una salpicadura de soldadura o una conexión mal hecha.

Cristal. Estructura geométrica que se produce cuando se combinan los átomos de silicio. Cada átomo de silicio tiene cuatro vecinos, y este hecho conduce a una configuración especial llamada cristal.

Curva de Lissajous. La curva que aparece en un osciloscopio cuando en las entradas del mismo se aplican señales armónicamente relacionadas.

Curva universal. Solución de un problema en forma de gráfica para toda clase de circuitos. La curva universal para FET autopolarizados es un ejemplo. En esta curva universal, I_D/I_{DSS} se representa para R_D/R_{DS}.

Década. Factor 10 empleado a menudo con razones de frecuencia de 10, como en una década de frecuencia refiriéndose a un cambio de frecuencia de 10:1.

Demodulador FM. Un bucle enganchado en fase (PLL) usado como circuito para recuperar la señal modulada de la onda de FM.

Desplazamiento de fase. Diferencia en las fases de dos tensiones en los puntos A y B. Para un oscilador, el desplazamiento de fase a lo largo del amplificador y el lazo de realimentación a la frecuencia resonante debe ser igual a 360°, equivalente a 0°, para que el oscilador funcione.

Detector de pico. Es lo mismo que un rectificador con un filtro de entrada con condensador. En teoría, el condensador se carga hasta el valor de pico de la tensión de entrada. Esta tensión de pico se emplea después para la tensión de salida del detector de pico, y por eso a este circuito se le llama detector de pico.

Diac. Dispositivo de silicio utilizado de entrada en otros dispositivos como los triacs.

Diagrama de Bode. Gráfica que muestra el comportamiento de la fase o frecuencia de un circuito electrónico a varias frecuencias.

Diferenciador *RC*. Circuito *RC* utilizado para derivar una señal de entrada de pulsos rectangulares a una serie de picos positivos y negativos.

Diodo de colector. Diodo formado por la base y el colector en un transistor.

Diodo emisor de luz (LED). Diodo que irradia luz de colores como el rojo, verde, amarillo, etc., o bien luz invisible como la infrarroja.

Diodo ideal. Primera aproximación de un diodo. La intención es considerar el diodo como un interruptor inteligente que se cierra al estar polarizado directamente y se abre al estar polarizado en inversa.

Diodo rectificador. Diodo adaptado por su capacidad a convertir corriente alterna en continua.

Diodo Schottky. Diodo de uso especial sin capa de deplexión, tiempo de recuperación inverso extremadamente corto y capacidad para rectificar señales de alta frecuencia.

Diodo zener. Diodo diseñado para funcionar en inversa en la zona de ruptura con una tensión de ruptura muy estable.

Diodos compensadores. Diodos empleados en un seguidor de emisor en contrafase clase B. Sus curvas de corriente-tensión se ajustan a las curvas de los diodos de emisor. Debido a esta característica, los diodos compensan los cambios debidos a la temperatura.

Disipación de potencia. Producto de la tensión por la corriente en una resistencia u otro dispositivo no reactivo. Rapidez con la cual se produce calor en un dispositivo.

Disparador. Un pulso estrecho de tensión y de corriente que se utiliza para conmutar un tiristor u otro dispositivo.

Disipador de calor. Masa metálica adherida a la cápsula de un transistor con el objeto de permitir que el calor escape más fácilmente.

Disparador de Schmitt. Comparador con histéresis. Tiene dos puntos de conmutación, lo cual la hace

inmune a las tensiones de ruido, suponiendo que sus valores de pico a pico sean menores que el ancho de histéresis.

Display de siete segmentos. Dispositivo que contiene siete LED rectangulares.

Dispositivo controlado por tensión. Dispositivo como un FET o un MOSFET cuyas salidas están controladas por una tensión de entrada.

Dispositivo no lineal. Dispositivo cuya gráfica de corriente en función de la tensión no es una línea recta. No se puede tratar como una resistencia convencional.

Divisor fijo de tensión. Divisor de tensión cuya tensión de salida con carga es igual, con una tolerancia del 1 por 100, a su tensión de salida sin carga.

Efecto de avalancha. Fenómeno que ocurre con tensiones inversas elevadas en una unión *pn*. Los electrones libres se aceleran a velocidades tan altas que son capaces de desalojar a los electrones de valencia. Cuando se produce esta situación, los electrones de valencia se convierten en electrones libres que desalojan a otros electrones de valencia.

Efecto piezoeléctrico. Vibración que sucede cuando un cristal es excitado con una señal de corriente alterna a través de sus láminas.

Efecto zener. Llamado a veces emisión de campo intenso, se produce este efecto cuando la intensidad del campo eléctrico es lo suficientemente elevada y extrae electrones de valencia en un diodo polarizado inversamente.

Electrón libre. Aquel que sólo está débilmente sujeto por un átomo. Conocido también como electrón de la banda de conducción debido a que describe una gran órbita equivalente a un nivel de alta energía.

Energía térmica. Energía calorífica.

Enlace covalente. Los electrones compartidos entre los átomos de silicio en un cristal representan enlaces covalentes, ya que los átomos de silicio adyacentes atraen a los lectrones compartidos, igual que cuando dos equipos de personas tiran de una cuerda hacia lados contrarios.

Entrada inversora. Entrada en un amplificador diferencial o en un amplificador operacional que produce una salida invertida.

Entrada no inversora. Entrada en un amplificador diferencial o en un amplificador operacional que produce una salida en fase.

Escape térmico. Cuando un transistor se calienta aumenta la temperatura de la unión. Este hecho incrementa la corriente de colector, lo que obliga a que suba más la temperatura, incrementándose la corriente de colector, etc., hasta que el transistor se destruye.

Espejo de corriente. Circuito que actúa como una fuente de corriente cuyo valor es un reflejo de la corriente que pasa por una resistencia de polarización y un diodo.

Etapas en cascada. Conexión de dos o más etapas de tal forma que la salida de una de las etapas sea la entrada a la siguiente.

Excitador de LED. Circuito que puede producir la corriente suficiente para que un LED emita luz.

Extrínseco. Se refiere a un conductor con impurezas.

Factor de escalado de frecuencia (FSF). Esta ecuación se utiliza para escalar las frecuencias de los polos en proporción directa; la frecuencia de corte dividida entre 1 kHz.

Factor de seguridad. Diferencia entre la tensión, la corriente, etc., de funcionamiento y la limitación máxima indicada en la hoja de características.

FET de puerta aislada (IGFET). Otro nombre para el MOSFET, con la puerta aislada del canal, provocando una corriente de puerta menor que el JFET.

Filtro activo. Antiguamente, los filtros se fabricaban con componentes pasivos como inductancias y condensadores. Actualmente, todavía se hacen algunos filtros así. El problema es que a frecuencias bajas las inductancias tienen que ser muy grandes en los diseños de filtros pasivos. Los amplificadores operacionales son otra opción en la fabricación de filtros y eliminan el problema de las inductancias voluminosas a frecuencias bajas. Cualquier filtro que emplee un amplificador operacional se llama filtro activo.

Filtro de Bessel. Filtro que proporciona la respuesta en frecuencia deseada, pero con un retardo en la banda pasante.

Filtro de Butterworth. Se trata de un filtro diseñado para producir la respuesta más plana que sea posible hasta la frecuencia de corte. En otras palabras, la tensión de salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte. Luego disminuye a razón de 20*n* dB por década, donde *n* es el número de polos del filtro.

Filtro de Chebyshev. Filtro con un comportamiento selectivo muy bueno. La velocidad de atenuación es mucho mayor que la de los filtros de Butterworth. Su problema principal es el rizado en la banda pasante.

Filtro de entrada con condensador. Simplemente es un condensador conectado entre los extremos de una resistencia de carga. Éste es el tipo más común de filtro pasivo.

Filtró de ranura. Filtro que elimina, como máximo, una frecuencia de una señal.

Flip-flop *RS*. Circuito electrónico de dos estados, también conocido como *multivibrador*. Puede operar libre (como en un oscilador) o puede mostrar uno o dos estados estables.

Fórmula de definición. Fórmula o ecuación empleada para definir o dar el significado matemático de una magnitud nueva. Antes de emplear por pri-

mera vez la fórmula de definición, la magnitud nueva no aparece en ninguna otra fórmula.

Fórmula experimental. Fórmula o ecuación descubierta mediante un experimento o una observación. Representa una ley existente en la naturaleza.

Fotodiodo. Diodo polarizado inversamente sensible a la luz que incide sobre él. Cuanto más intensa sea la luz, mayor será la corriente inversa de portadores minoritarios.

Fototransistor. Transistor con una unión de colector expuesta a la luz, que muestra una mayor sensibilidad a la misma que un fotodiodo.

Frecuencia crítica. Conocida también como frecuencia de corte, frecuencia de codo, etc. Se trata de la frecuencia para la cual la resistencia total de un circuito RC es igual a la reactancia capacitiva total.

Frecuencia de corte. Idéntica a la frecuencia crítica. Se prefiere el nombre de corte al analizar filtros, simplemente por costumbre.

Frecuencia de ganancia unidad. Frecuencia a la cual la ganancia de tensión de un amplificador operacional es igual a 1. Indica la frecuencia utilizable más alta. Es importante porque resulta igual al producto ganancia-ancho de banda.

Frecuencia de resonancia. Es la frecuencia de un circuito de retardo-adelante o la frecuencia de un circuito tanque LC en los que la ganancia de tensión y el desplazamiento de fase son adecuados para las oscilaciones.

Fuente de corriente controlada por corriente (ICIS). Amplificador de realimentación negativa en el que la corriente de entrada es amplificada para conseguir una corriente de salida mayor, ideal ya que tiene una ganancia de corriente estable, impedancia de entrada cero e impedancia de salida infinito.

Fuente de corriente controlada por tensión (VCIS). También llamado *amplificador de transconductancia*, este tipo de amplificador con realimentación negativa tiene la entrada de corriente controlada por la tensión de salida.

Fuente de corriente. En teoría, es una fuente de energía que produce una corriente constante a través de una resistencia de carga de cualquier valor. En segunda aproximación, incluye una resistencia muy alta en paralelo con la fuente de corriente.

Fuente de corriente fija. Fuente de corriente cuya resistencia interna es por lo menos 100 veces mayor que la resistencia de carga.

Fuente de tensión. Se trata, teóricamente, de una fuente de energía que produce en la carga una tensión constante para cualquier valor de la resistencia de la carga. En segunda aproximación, incluye una pequeña resistencia interna en serie con la fuente.

Fuente de tensión controlada por tensión (ICVS). También conocido como *amplificador de transimpedancia*, este amplificador de realimentación negativa controla la tensión de salida con la corriente de entrada.

Fuente de tensión controlada por tensión (VCVS). Amplificador operacional ideal, con ganancia en tensión, impedancia de entrada y factor de rechazo en modo común infinitos, así como resistencia de salida, polarización y offset cero.

Fuente de tensión fija. Fuente de tensión cuya resistencia interna es, al menos, 100 veces menor que la resistencia de carga.

Funcionamiento en clase A. Significa que el transistor conduce durante todo el ciclo de la señal sin entrar en saturación o en corte.

Funcionamiento en clase B. Polarización de un transistor de forma que conduzca solamente durante la mitad de un ciclo de la señal.

Funcionamiento en pequeña señal. Se refiere a una tensión de entrada que produce sólo pequeñas fluctuaciones en la corriente y en la tensión. La regla para funcionamiento de los transistores con pequeña señal es que la corriente pico a pico del emisor sea menor que el 10 por 100 de la corriente continua del emisor.

Ganancia de corriente en la zona de saturación. Ganacia de corriente de un transistor en la zona de saturación. Este valor es menor que el de la ganancia de corriente en activa. Para saturación débil, la ganancia de corriente es ligeramente menor que la ganancia de corriente en activa. Para saturación fuerte, la ganancia de corriente vale aproximadamente 10.

Ganancia de corriente en zona activa. Ganancia de corriente en la zona activa de un transistor. Este dato usualmente se halla en una hoja de características y la mayoría de las personas se refieren a él cuando hablan de la ganancia de corriente. (Véase ganancia de corriente en la zona de saturación.)

Ganancia de corriente para señal alterna. En un transistor, la relación entre la corriente variable de colector y la corriente variable de base.

Ganancia de lazo. Producto de la ganancia de tensión diferencial *A* por la fracción de realimentación *B*. El valor de este producto generalmente es muy elevado. Si se toma cualquier punto en un amplificador con una trayectoria de realimentación, la ganancia de tensión calculada comenzando en este punto siguiendo el lazo es la ganancia en lazo. Ésta se compone normalmente de dos partes: la ganancia del amplificador (mayor que 1) y la ganancia del circuito de realimentación (menor que 1). El producto de estas dos ganancias es la ganancia de lazo.

Ganancia de tensión. Se define como la tensión de salida dividida entre la tensión dada por la ganancia de tensión normal, multiplicada por 20 veces el logaritmo de la misma.

Ganancia de tensión en decibelios. Ganancia de tensión dada por la ganancia de tensión normal, multiplicada por 20 veces el logaritmo de la misma.

Ganancia de tensión media. Ganancia de tensión que se calcula a partir de los valores medios de las tensiones de entrada y salida.

Ganancia de tensión prevista. Ganancia de tensión que se calcula a partir de los valores de los componentes que aparecen en un esquema eléctrico. En una etapa en EC es igual a la resistencia de colector dividida entre la resistencia del diodo de emisor.

Germanio. Uno de los primeros materiales semiconductores que se emplearon. Al igual que el silicio, tiene cuatro electrones de valencia.

Histéresis. Diferencia entre los dos puntos de conmutación de un disparador de Schmitt. En cualquier otro caso, la histéresis se refiere a la diferencia entre los dos puntos de conmutación sobre la característica de transferencia.

Hueco. Ausencia de un electrón en la órbita de valencia. Por ejemplo, cada átomo en un cristal de silicio tiene normalmente ocho electrones en la órbita de valencia. Por medio de energía calorífica es posible sacar uno de los electrones de valencia, produciéndose así un hueco.

Impedancia de salida. Otro término empleado para denotar la impedancia Thevenin de un amplificador. Significa que el amplificador se ha cambiado por su equivalente Thevenin, por lo que la carga solamente percibe una resistencia en serie con un generador Thevenin. Esta resistencia única es la impedancia Thevenin o de salida.

Integración a escala ultragrande (ULSI). CI que tienen más de un millón de componentes integrados por chip.

Integración a muy gran escala (VLSI). CI que tienen miles (o cientos de miles) de componentes integrados por chip.

Integrador. Circuito que efectúa la operación matemática de la integración. Una aplicación popular es la generación de rampas a partir de pulsos rectangulares. Así es como se genera la base de tiempo en los osciloscopios.

Interferencia electromagnética (EMI). Interferencia resultado de la radiación de energías de alta frecuencia.

Interruptor unilateral de silicio (SUS). Otra forma de llamar al *diodo Schockley*. Este dispositivo sólo permite que la corriente circule en un sentido.

Intrínseco. Se refiere a un semiconductor puro. Un cristal que contiene solamente átomos de silicio es puro o intrínseco.

Inversor CMOS. Circuito con transistores MOS complementarios. La tensión de entrada puede tener un nivel bajo o alto, siendo la tensión de salida otro nivel alto o bajo.

Inversor de fase. Circuito que produce dos tensiones de la misma amplitud, pero opuestas en fase. Es útil para excitar amplificadores en contrafase clase B. Si se considera un amplificador en EC degenerado con una ganancia de tensión igual a 1, entonces se tiene un inversor de fase porque las señales entre los extremos de las resistecias del colector y del emisor son iguales en magnitud y opuestas en fase.

Latch. Dos transistores conectados con realimentación positiva para simular la acción de un tiristor.

Lazo de masa. Si se usa más de un punto de masa en un amplificador multietapa, la resistencia entre los distintos puntos de masa producirá pequeñas funciones de realimentación no deseadas. Así se produce un lazo de masa. En algunos amplificadores puede ocasionar oscilaciones no deseadas.

Ligeramente saturado. Funcionamiento del transistor en el extremo superior de la recta de carga con la corriente de base apenas suficiente para producir saturación.

Limitación de corriente. Reducción electrónica de la tensión de la fuente de tal manera que la corriente no exceda un límite predeterminado. Ésta es necesaria para proteger los diodos y los transistores, los cuales se funden habitualmente más rápidamente que el fusible si la carga se pone en cortocircuito.

Limitación de corriente de cortocircuito. La limitación de corriente simple permite que la corriente de carga alcance un valor máximo mientras la tensión de la carga se reduce a cero. La limitación de corriente de cortocircuito va más lejos. Permite que la corriente alcance un valor máximo, pero reducciones posteriores en la resistencia de la carga disminuyen tanto la corriente en ésta como su tensión. La ventaja principal de la limitación de cortocircuito es una menor disipación de potencia en el transistor de salida en condiciones de carga en cortocircuito.

Limitador positivo. Circuito que elimina las partes positivas de una señal de entrada.

Limitador. Circuito que elimina parte de una señal. La limitación puede ser no deseada en amplificadores lineales y deseable en circuitos como el fijador.

Límite de alta frecuencia. Frecuencia por encima de la cual un condensador actúa como un cortocircuito. Además, la frecuencia a la cual la reactancia es un décimo de la resistencia en serie total.

LSI. Integración a gran escla. Circuitos integrados con más de 100 componentes integrados.

Masa para señal alterna. Nudo que se conecta a masa mediante un condensador. Este tipo de nudo no muestra ninguna señal al realizar una medida con un osciloscopio, pero sí indica una tensión continua cuando se haga una medida con un voltímetro.

Masa virtual. Cierto tipo de masa que aparece en la entrada inversora de un amplificador operacional

con realimentación negativa. Se llama masa virtual porque produce algunos, pero no todos, de los efectos de una masa mecánica. Específicamente, es masa para tensión, pero no para corriente. Un nudo que sea una masa virtual tendrá 0 V con respecto a masa, pero el nudo no tendrá una trayectoria a masa para la corriente.

Mezclador. Circuito amplificador operacional que puede tener una ganancia de tensión diferente para cada una de las señales de entrada. La señal de salida total es una superposición de las señales de entrada.

Modulación en anchura de pulso. Controla el ancho de una onda rectangular con el propósito de añadirle información o controlar el valor medio de la corriente continua.

Modulación en posición de pulso. Proceso en el que el pulso cambia de posición según varíe la amplitud de la señal analógica de entrada.

MOS complementario (CMOS). Método para reducir la corriente de drenador en un circuito digital combinando MOSFET de canal n y canal p.

MOSFET de empobrecimiento. FET con una puerta aislada que depende de la acción de una capa de deplexión para controlar la corriente del drenador.

MSI. Integración a media escala. Circuitos que tienen de 10 a 100 componentes integrados.

Muestreador. Circuito JFET que utiliza un conmutador serie o paralelo para transformar una tensión de continua de entrada en una salida cuadrada.

Multiplexado. Técnica que permite transmitir más de una señal concurrentemente por un único medio.

Multivibrador. Circuito con realimentación positiva y dos dispositivos activos, diseñado de modo que uno de los dispositivos conduzca mientras el otro se halla en corte. Hay tres tipos: astable, biestable y monoestable. El multivibrador astable produce una salida rectangular similar a un oscilador de relajación.

Oblea. Delgado corte de cristal utilizado como soporte en componentes integrados.

Octava. Factor de 2. Usada a menudo con razones de frecuencia de 2, como una octava de frecuencia refiriéndose a un cambio de 2:1 en la frecuencia.

Optoelectrónica. Tecnología que combina la óptica con la electrónica, incluyendo algunos dispositivos basados en el funcionamiento de la unión *pn*. Ejemplos de dispositivos optoelectrónicos son los LED, fotodiodos y optoacopladores.

Oscilaciones. Suponen la inutilización de un amplificador. Cuando un amplificador tiene realimentación positiva, puede empezar a oscilar, lo cual es una señal de alta frecuencia no deseada. Esta señal no tiene relación con la señal de entrada amplificada. Por ello, las oscilaciones interfieren con la señal deseada. Las oscilaciones inutilizan un amplificador. Ésta es la razón por la cual se emplea un condensador de compensación con un amplificador operacional, ya que evita la presencia de oscilaciones.

Oscilaciones parásitas. Oscilaciones de muy alta frecuencia que son la causa de que ocurran toda clase de fenómenos extraños. Los circuitos actúan erráticamente, los osciladores pueden producir más de una frecuencia de salida, los amplificadores operacionales tienen innumerables desajustes, la tensión de alimentación presenta rizados inexplicables, en las pantallas de vídeo aparece nieve, etc.

Oscilador controlado por tensión (VCO). Circuito oscilador en el que la frecuencia de la salida es función de una tensión continua de control; se le conoce también como *convertidor de tensión a frecuencia.*

Oscilador de Armtrong. Circuito que se distingue por usar un transformador de acoplo para realimentar la señal.

Oscilador de Clapp. Configuración derivada del oscilador de Colpitts que destaca por la buena estabilidad de su frecuencia.

Oscilador de Colpitts. Uno de los osciladores LC más ampliamente utilizados. Consiste en un transistor bipolar o FET y un circuito resonante LC. Se puede reconocer porque tiene dos condensadores en el circuito tanque. Éstos actúan como un divisor de tensión capacitivo que produce la tensión de realimentación.

Oscilador de Colpitts con FET. Oscilador FET en el que la señal de realimentación se aplica a la puerta.

Oscilador de cristal de Pierce. Popular implementación de oscilador que utiliza transistores de efecto campo, con lo que se beneficia de su simplicidad.

Oscilador de doble T. Oscilador que recibe la realimentación positiva de la entrada no inversora a través de un divisor de tensión y la realimentación negativa a través de un filtro en doble T.

Oscilador de Hartley. Circuito que se distingue por utilizar inductivamente un circuito tanque.

Oscilador de relajación. Circuito que crea o genera una señal de salida sin que exista una señal de entrada. Este tipo de oscilador se basa en la carga y descarga de un condensador a través de una resistencia.

Oscilador en puente de Wien. Oscilador RC que consta de un amplificador y un puente de Wien. Es el oscilador más empleado en bajas frecuencias y resulta el mejor para generar frecuencias de 5 Hz a 1 MHz.

Palanca. Es la metáfora usada para describir la acción de un SCR cuando es usado para proteger la carga contra sobretensiones de alimentación.

Parámetros *h*. Método matemático de los primeros tiempos para representar la acción del transistor. Aún se emplea en las hojas de características.

Parámetros *r*. Una forma de caracterizar un transistor. Este modelo emplea parámetros como β y r'_e.

Pastilla (*Chip*). Esta palabra tiene dos significados. En primer lugar, un fabricante de CI produce cientos de circuitos sobre una gran oblea de material semiconductor. Luego, la oblea se corta en pastillas individuales, cada una de ellas conteniendo un circuito monolítico. En este caso, no se han conectado conductores a la pastilla. Ésta es todavía una pieza aislada de material semiconductor. En segundo lugar, después de que la pastilla se ha colocado dentro de una cápsula y se le han conectado conductores externos, ya se tiene un CI terminado. Este CI también se conoce como pastilla (*chip* en inglés). Por ejemplo, se puede decir que el 741C es una pastilla.

Pendiente inicial de una onda seno. La parte inicial de una onda sinusoidal es una línea recta. La pendiente de esta recta es la pendiente inicial de la onda seno. Depende de la frecuencia y del valor del pico de la onda sinusoidal.

Periódico(a). Adjetivo que describe a una onda que repite la misma forma básica ciclo tras ciclo.

Polarización de base. Es la peor forma de polarizar un transistor para empleo en la zona activa. Este tipo de polarización establece la corriente de la base con un valor fijo.

Polarización de emisor con dos fuentes de alimentación. Fuente de alimentación que produce las dos tensiones de alimentación: negativa y positiva.

Polarización del *pnp* invertido. Cuando se tiene una fuente de alimentación positiva y un transistor *pnp*, es habitual dibujar el transistor invertido o «boca abajo». Esta situación es especialmente útil cuando el circuito emplea tanto transistores *npn* como *pnp*.

Polarización directa. Aplicación de una tensión externa para superar la barrera de potencial.

Polarización inversa. Aplicación de una tensión externa a un diodo para aumentar la barrera de potencial. El resultado es una corriente casi cero. La única excepción se produce cuando se excede la tensión de ruptura. Si la tensión inversa es lo suficientemente grande puede producir la ruptura, ya sea por avalancha o por efecto zener.

Polarización por divisor de tensión. Circuito de polarización en el que el circuito de la base incluye un divisor de tensión que aparece fijo en la resistencia de entrada de la base.

Portador mayoritario. Los portadores pueden ser electrones libres o huecos. Si los electrones libres superan a los huecos, los electrones son los portadores mayoritarios. Si los huecos superan a los electrones libres, los huecos son los portadores mayoritarios.

Portador minoritario. Portadores que están en minoría. (Véase la definición de portador mayoritario.)

Portador. Electrón libre o hueco.

Potencia en la carga. La potencia de la señal en la resistencia de carga.

Producto ganancia por ancho de banda. La mayor frecuencia en la ganancia de un amplificador en 0 dB (unidad).

Protección contra cortocircuito. Una característica de la mayor parte de las fuentes de alimentación modernas. Generalmente, significa que la fuente de alimentación tiene alguna forma de limitación de la corriente que evita las corrientes de carga excesivas si se presenta un cortocircuito en la carga.

Prototipo. Circuito básico que un ingeniero puede modificar para conseguir circuitos más avanzados.

Prueba sí/no. Prueba o medición en la que las lecturas son netamente diferentes, o muy altas o muy bajas.

Prueba y error. Supóngase que se tiene un problema de dos ecuaciones simultáneas. En vez de resolver el problema en la forma matemática, se puede suponer una respuesta y luego calcular todas las incógnitas. Una de estas incógnitas es precisamente la respuesta que se previó. Se comparan las respuestas calculada y prevista para ver en qué se diferencian o se asemejan. Luego se hace otra suposición que dé una diferencia menor entre las respuestas prevista y calculada. Después de varios intentos, la diferencia es tan pequeña que ya tiene una respuesta aproximada.

Puente rectificador. Tipo más común de circuito rectificador. Tiene cuatro diodos, dos de los cuales conducen al mismo tiempo. Para un transformador dado, produce la tensión continua de salida mayor con el rizado menor.

Puerta. El terminal de un transistor de efecto campo que controla la corriente de drenador. También es el terminal del tiristor que se utiliza para poner en activo el dispositivo.

Punto de conmutación. Es el valor de la tensión de entrada que hace conmutar la salida de un disparador de Schmitt o de un comparador.

Punto de conmutación inferior (PCI). Una de las dos tensiones de entrada a las que la tensión de salida conmuta. PCI = $-BV_{sat}$.

Punto de conmutación superior (PCS). Una de las dos tensiones de entrada en las que la tensión de salida cambia de estado. PCS = BV_{sat}.

Punto de corte. Equivale aproximadamente al extremo inferior de la recta de carga. El punto de corte exacto se produce donde la corriente de base es igual a cero. En este punto existe una pequeña corriente de fugas de colecor, lo que significa que el punto de corte está ligeramente por encima del extremo inferior de la recta de carga para continua.

Punto *Q*. El punto de funcionamiento que se encuentra cuando se representan la corriente de colector frente a la tensión.

Punto de saturación. Equivales aproximadamente al extremo superior de la recta de carga. La localización exacta del punto de saturación es ligeramente inferior porque la tensión colector-emisor no es exactamente cero.

Realimentación de corriente. Tipo de realimentación en la cual la señal de realimentación es proporcional a la corriente de salida.

Realimentación negativa. Uso de una señal para alimentar de nuevo la entrada de un amplificador; ésta es proporcional a la señal de salida. La señal realimentada tiene una fase opuesta a la de la señal de entrada.

Realimentación positiva. Realimentación en la que la señal de retorno apoya o aumenta el efecto de la tensión de entrada.

Rechazo al rizado. Se emplea en los reguladores de tensión. Indica con qué eficacia el regulador de tensión rechaza o atenúa el rizado de la entrada. En las hojas de características, generalmente se halla en decibelios, donde cada 20 dB representa una disminución del rizado en un factor 10.

Recombinación. Unión de un electrón libre y un hueco.

Recta de carga para señal alterna. Lugar geométrico de los puntos de funcionamiento cuando una señal excita el transistor. Esta recta de carga es diferente de la recta de carga de continua cuando la resistencia de carga para señal es diferente de la resistencia de carga para continua.

Recta de carga. Herramienta usada para encontrar el valor exacto de la corriente y tensión de un diodo.

Rectificador controlado de silicio. Tiristor con tres conductores externos llamados ánodo, cátodo y puerta. La puerta puede activar el SCR pero no puede desconectarlo. Una vez que el SCR está cebado, es necesario reducir la corriente por debajo de la corriente de mantenimiento para desconectar el SCR.

Rectificador de media onda. Rectificador de un solo diodo en serie con una resistencia de carga. La salida es una tensión rectificada de media onda.

Rectificador de onda completa. Rectificador con un arrollamiento secundario de conexión central y dos diodos que actúan como rectificadores de media onda. Uno de los diodos proporciona una mitad de la salida y el otro proporciona la otra mitad. La salida es una tensión rectificada de onda completa.

Reducción al absurdo. Método empleado cuando un dispositivo puede estar funcionando como una fuente de corriente o como una resistencia. Se supone una fuente de corriente y se efectúan los cálculos. Si se llega a cualquier respuesta contradictoria, se deduce que la suposición inicial era incorrecta. Entonces se cambia al modelo de resistencia y se concluyen los cálculos. La reducción al absurdo es útil generalmente cuando se tiene un sistema con dos estados y no se sabe en cuál de ellos se encuentra.

Regulación de fuente. Cambio en la tensión de salida regulada cuando la tensión de entrada o la fuente cambia de su tensión mínima a la máxima especificadas.

Regulador conmutado. Un regulador lineal emplea un transistor que funciona en la zona lineal. Un regulador de conmutación emplea un transistor que conmuta entre la saturación y el corte. Debido a este hecho, el transistor funciona en la zona activa sólo durante el pequeño intervalo de tiempo en el que está cambiando de estado. Esta situación significa que la disipación de potencia del transistor de salida es mucho menor que en un regulador lineal.

Regulador de tensión. Dispositivo o circuito que mantiene la tensión de la carga casi constante, aun cuando la corriente de la carga y la tensión de la fuente estén cambiando. Teóricamente, un regulador de tensión es una fuente de tensión fija con una resistencia Thevenin o de salida que tiende a cero.

Regulador en serie. Tipo más común de regulador lineal. Emplea un transistor en serie con la carga. La regulación se lleva a cabo porque una tensión de control en la base del transistor cambia su corriente y su tensión según se necesite para mantener la tensión de la carga casi constante.

Regulador lineal. El regulador en serie es un ejemplo de un regulador lineal. Lo que convierte a un regulador en lineal es el hecho de que el transistor de salida funcione en la zona activa o lineal. Otro ejemplo de un regulador lineal es el regulador con derivación. En este tipo de regulador, se conecta un transistor entre los extremos de la carga. También en este caso el transistor funciona en la zona activa, por lo que el regulador se clasifica como un regulador lineal.

Relación de rechazo al modo común (CMRR). La razón entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común en un amplificador. Es una medida de la capacidad de rechazar una señal en modo común y normalmente se expresa en decibelios.

Relación de rechazo de la alimentación (PSRR). Es igual a la variación de la tensión de offset de entrada dividida por la variación en las tensiones de alimentación.

Resistencia de carga activa. FET con su puerta conectada al drenador. El dispositivo de dos terminales resultante es equivalente a una resistencia.

Resistencia de *pull-up*. Resistencia que el usuario tiene que añadir a un circuito integrado para hacer que funcione adecuadamente. Uno de los extremos de la resistencia de *pull-up* se conecta al dispositivo y el otro se conecta a la tensión positiva de alimentación.

Resistencia interna. Resistencia óhmica de un material semiconductor.

Resistencia para señal alterna. Resistencia de un dispositivo ante una señal pequeña. Relación entre una variación de tensión y una variación de corriente. La idea central en este caso se refiere a la variación con respecto a un punto de funcionamiento.

Resistencia zener. Resistencia interna de un diodo zener. Es muy pequeña al compararse la resistencia limitadora de corriente en serie con el diodo zener.

Respuesta en frecuencia. Gráfica de la ganancia de tensión en función de la frecuencia para un amplificador.

Retorno para continua. Se refiere a una trayectoria para la corriente continua. Muchos circuitos de transistores no funcionan a menos que exista una trayectoria para continua entre las tres terminales y masa. Un amplificador diferencial y un amplificador operacional son ejemplos de dispositivos que deben tener conexiones de retorno para continua desde sus terminales de entrada a masa.

Rizado. En un filtro con condensador a la entrada, este hecho se refiere a la fluctuación de la tensión en la carga causada por la carga y descarga del condensador.

Ronroneo. Sonido borbotante que sale de un altavoz. Indica que algún amplificador está oscilando a una frecuencia baja. La causa es habitualmente que la fuente de alimentación tiene una impedancia Thevenin demasiado grande.

Salida a dos niveles. Tensión de salida de un circuito digital o de conmutación. Se le denomina de dos niveles porque la salida tiene solamente dos niveles estables, alto y bajo. La zona entre las tensiones alta y baja es inestable, ya que el circuito no puede tener cualquier valor en este intervalo excepto temporalmente, cuando está cambiando de un estado a otro.

Saturación fuerte. Funcionamiento de un transistor en el extremo superior de la recta de carga con una corriente de base igual a un décimo de la corriente de colector. Esto se hace para asegurarse de que el transistor se mantenga saturado en todas las condiciones de funcionamiento, variaciones de temperatura, sustitución del transistor, etc.

Saturación para corriente alterna. El extremo superior de la recta de carga. En este punto, el transistor entra en saturación y recorta la señal de corriente alterna.

Seguidor de fuente. Amplificador FET de adelanto. Es el amplificador FET más utilizado.

Seguidor de tensión. Es un circuito amplificador operacional que utiliza una tensión de realimentación no invertida. El circuito presenta una impedancia de entrada muy alta, una impedancia de salida muy baja y una ganancia de tensión de 1. Es ideal para ser usado como amplificador de aislamiento.

Segunda aproximación. Es la aproximación que añade algunas características más que la aproximación ideal. Para un diodo o un transistor, esta aproximación incluye la barrera de potencial en el modelo del dispositivo. Para diodos de silicio o para transistores implica la adición de 0,7 V en el análisis.

Semiconductor. Ámplia categoría de materiales con cuatro electrones de valencia y propiedades eléctricas entre los materiales conductores y los aislantes.

***Semiconductor FET de metal-óxido* (MOSFET).** Comúnmente usado en aplicaciones en conmutación de amplificadores, este transistor ofrece una disipación de potencia extremadamente baja incluso para altas corrientes.

Semiconductor tipo *n*. Semiconductor que tiene más electrones libres que huecos.

Semiconductor tipo *p*. Semiconductor en el que hay más huecos que electrones libres.

Señal en modo común. Señal que se aplica con igual magnitud a las dos entradas de un amplificador diferencial o de un amplificador operacional.

Silicio. Material semiconductor más utilizado. Tiene 14 electrones en órbita y 14 protones. Un átomo de silicio aislado tiene cuatro electrones en la órbita de valencia. Un átomo de silicio que forma parte de un cristal tiene ocho electrones en la órbita de valencia, porque comparte un electrón con cada uno de sus cuatro vecinos más cercanos.

Sistema de alimentación ininterrumpida (SAI). Dispositivo que contiene una batería y un convertidor dc-ac que se utiliza cuando hay un fallo de alimentación.

Sobrecarga. Uso de una resistencia de carga tan pequeña que hace que la ganancia de tensión del amplificador disminuya en una cantidad apreciable. En términos del teorema de Thevenin, la sobrecarga se produce cuando la resistencia de carga es menor que la resistencia Thevenin.

SSI. Integración a escala pequeña. Se refiere a los circuitos integrados con 10 o menos componentes integrados.

Sustrato. Zona del MOSFET de empobrecimiento que se encuentra contra la puerta, formando un canal a través del cual deben pasar los electrones que circulan desde la fuente al drenador.

Sumador. Circuito con amplificador operacional cuya tensión de salida es la suma de dos o más tensiones de entrada.

Sumidero. Si se imagina el agua que se va por el sumidero (desagüe del lavabo), tendrá una idea general de aquello a lo que los ingenieros o los técnicos se refieren cuando hablan de un sumidero de corriente. Es el punto que permite que la corriente fluya hacia masa o desde masa.

Superposición. Cuando se tienen varias fuentes, puede determinarse el efecto de cada una de ellas actuando individualmente y luego sumar los efectos individuales para obtener el efecto total de las fuentes actuando colectivamente.

Temperatura de la cápsula. Temperatura del encapsulado del transistor. Al tomar un transistor, lo que está en contacto con la mano es la cápsula. Si está tibia, lo que se siente es precisamente la temperatura del envase.

Temporizador 555. Circuito comúnmente usado que puede funcionar en dos modos: monoestable y astable. En modo monoestable produce unos retardos de tiempo exactos y en modo astable produce ondas rectangulares con ciclos de trabajo variables.

Tensión de codo. Punto o zona en una gráfica de corriente en función de la tensión de un diodo donde la corriente en polarización directa aumenta de manera drástica. Es aproximadamente igual a la barrera de potencial del diodo.

Tensión de disparo. Tensión mínima necesaria para activar un tiristor.

Tensión de error. Tensión entre los dos terminales de entrada de un amplificador operacional. Es idéntica a la tensión de entrada diferencial del amplificador operacional.

Tensión de estrangulamiento. Límite entre la zona óhmica y la zona de saturación de corriente de un dispositivo de deplexión cuando la tensión de la puerta vale cero.

Tensión de estrangulamiento proporcional. Límite o frontera entre la zona óhmica y la zona de saturación de corriente para cualquier tensión de puerta.

Tensión de offset de entrada. Si se llevan a masa las dos entradas de un amplificador operacional, aún se tendrá una tensión de offset de salida. La tensión de offset de entrada se define como la tensión de entrada necesaria para eliminar la tensión de offset de salida. La causa de la tensión de offset de entrada es la diferencia en las curvas V_{BE} de los dos transistores de entrada.

Tensión de offset de salida. Cualquier desviación o diferencia de la tensión de salida con respecto a la tensión de salida ideal.

Tensión de red. Tensión que se toma de la red eléctrica. Tiene un valor nominal de 115 V rms. En algunos lugares puede ser de apenas 105 o hasta 220 V rms.

Tensión de referencia. Habitualmente una tensión muy precisa y estable tomada de un diodo zener con una tensión de ruptura de entre 5 y 6 V. En este intervalo, el coeficiente de temperatura del diodo zener es aproximadamente cero, lo que significa que su tensión zener es estable en un intervalo de temperatura grande.

Tensión de ruptura. Tensión inversa máxima que un diodo puede soportar antes de que se produzca la avalancha o el efecto zener.

Tensión inversa de pico. Tensión inversa máxima entre los terminales de un diodo en un circuito rectificador.

Tensión zener. Tensión de ruptura en un diodo zener. Ésta es la tensión de salida aproximada de un regulador de tensión zener.

Teorema de Miller. Establece que un condensador de realimentación es equivalente a dos nuevas capacidades, una entre los extremos de la entrada y otra entre los extremos de la salida. Lo más significativo es que la capacidad de entrada es igual a la capacidad de realimentación multiplicada por la ganancia de tensión de un amplificador. Este hecho supone un amplificador inversor.

Teorema de Norton. Derivado del principio de dualidad, el teorema de Norton dice que la tensión en la carga es igual a la corriente de Norton por la resistencia Norton en paralelo con la resistencia de carga.

Teorema de Thevenin. Teorema fundamental que establece que cualquier circuito que excite a una carga puede reemplazarse por un solo generador en serie con una resistencia.

Tercera aproximación. Aproximación precisa de un diodo o un transistor. Se usa en diseños en los que es necesario tomar en cuenta tantos detalles como sea posible.

Termistor. Dispositivo cuya resistencia sufre grandes cambios con la temperatura.

Tiempo de vida. Tiempo medio que transcurre entre la creación y la recombinación de un electrón libre y un hueco.

Transformador reductor. Transformador que tiene más vueltas en el primario que en el secundario. El resultado es una tensión en el secundario menor que en el primario.

Transistor bipolar. Aquel en que son necesarios tanto los electrones libres como los huecos para el funcionamiento normal.

Transistor Darlington. Dos transistores conectados para obtener un valor β muy grande. El emisor del primer transistor excita la base del segundo transistor.

Transistor de efecto campo. Transistor que requiere la acción de un campo eléctrico para controlar su conductividad.

Transistor de pequeña señal. Transistor que puede disipar 0,5 W o menos.

Transistor de potencia. Transistor que puede disipar más de 0,5 W. Los transistores de potencia son físicamente mayores que los transistores de pequeña señal.

Transistor externo de potencia. Transistor conectado en paralelo con un circuito regulador para aumentar la cantidad de corriente de carga que puede regular el circuito en conjunto. El transistor externo de potencia se activa a un nivel de corriente predeterminado y suministra la corriente adicional requerida por la carga.

Transistor ideal. Primera aproximación de un transistor. En este modelo se supone que un transistor consta solamente de dos partes: un diodo de emisor y un diodo de colector. Al diodo de emisor se le trata como un diodo ideal, mientras que al diodo de colector se le considera como una fuente de corriente controlada. La corriente en el diodo de emisor controla la fuente de corriente del colector.

Transistor *pnp*. Dispositivo de dos uniones semiconductoras, formando tres zonas. Transistor que contiene una región *n* entre dos regiones *p*.

Transistor uniunión. Abreviado UJT (en inglés), este tiristor de baja potencia es útil en cronometría electrónica, conformación de ondas y otras aplicaciones.

Trazador de curvas. Dispositivo electrónico para dibujar curvas características en un tubo de rayos catódicos.

Triac. Tiristor que puede conducir en ambas direcciones. Debido a esta propiedad es útil para controlar corrientes alternas. Es equivalente a dos SCR en paralelo con polaridades opuestas.

Unión. Superficie donde se unen los semiconductores tipo *p* y tipo *n*. En la unión *pn* suceden fenómenos poco comunes, como la zona de deplexión, la barrera de potencial, etc.

Unión *pn*. El borde entre un semiconductor tipo *p* y uno tipo *n*.

Valor absoluto. Valor de una expresión sin tener en cuenta su signo. A veces se le llama magnitud. Dados +5 y −5, el valor absoluto es 5.

Valor de continua. Lo mismo que el valor medio. Para una señal dependiente del tiempo, el valor de continua es igual al valor medio de todos los puntos de la onda. Un voltímetro de continua indica el valor medio de una tensión que depende del tiempo.

Valor de pico. Valor instantáneo mayor de una tensión que varía con el tiempo.

Valor en lazo cerrado. Valor de cualquier magnitud, como la ganancia de tensión, la impedancia de entrada y la impedancia de salida que cambia debido a la realimentación negativa.

Valor PPM (pico a pico máximo). Llamado también *excursión de la tensión de salida*. Es la máxima salida pico a pico no recortada de un amplificador. En un amplificador operacional el valor PPM es teóricamente igual a la diferencia de las dos tensiones de alimentación.

Valor rms. Empleado en las señales dependientes del tiempo. Conocido también como valor eficaz. Es el valor equivalente de una fuente de continua que produciría la misma cantidad de calor o potencia sobre el ciclo completo de una señal dependiente del tiempo.

Variable normalizada. Variable que se ha dividido entre otra variable con las mismas unidades o dimensiones.

Varicap. Diodo adaptado para presentar una capacidad con polarización inversa. A mayor tensión inversa menor es la capacidad.

Varistor. Dispositivo que actúa como dos diodos zener enfrentados. Se le emplea o conecta entre los terminales del arrollamiento primario de un transformador de potencia para evitar que al equipo le entren picos de la red.

Velocidad de respuesta. Máxima rapidez con la que puede variar la salida de un amplificador operacional. Es causa de distorsión en el funcionamiento de altas frecuencias y de señales grandes.

Zona activa. Llamada a veces zona lineal, se refiere a aquella parte de las curvas del colector que es aproximadamente horizontal. Un transistor funciona en la zona activa cuando se usa como amplificador. En la zona activa el diodo de emisor está polarizado directamente, el diodo de colector está polarizado inversamente, la corriente de colector es casi igual a la corriente de emisor y la corriente de base es mucho menor que las corrientes de emisor y de colector.

Zona de corte. Zona donde la corriente de base vale cero en una conexión en EC. En esta zona, los diodos de emisor y de colector no conducen. La única corriente de colector es la pequeña corriente producida por los portadores minoritarios y la corriente de fugas de superficie.

Zona de deplexión. Zona de la unión de los semiconductores tipo *p* y tipo *n*. Debido a la difusión, los electrones libres y los huecos se recombinan en la unión. Así se crean pares de iones con cargas opuestas en cada lado de la unión. Esta zona carece de electrones libres y de huecos.

Zona de ruptura. En un diodo o un transistor, es la región en la que se dan la avalancha o el efecto zener. Exceptuando el diodo zener, el funcionamiento en la zona de ruptura debe evitarse en todos los casos, ya que, por lo general, destruye el dispositivo.

Zona de saturación. Parte de las curvas de salida de un transistor que comienza en el origen y se eleva hacia la derecha hasta alcanzar el comienzo de la zona activa (horizontal). Cuando un transistor funciona en la zona de saturación, la tensión colector-emisor vale comúnmente unas décimas de voltio.

Zona óhmica. Es la parte de las curvas de salida de un FET que comienza en su origen y termina en la tensión de estrangulamiento.

Respuestas a los problemas impares

CAPÍTULO 1

1-1. 50 Ω o más. **1.-3.** 100 Ω o más. **1-5.** 0,1 V. **1-7.** 200 kΩ o menos. **1-9.** 1 kΩ. **1-11.** 4,8 mA; no. **1-13.** 6 mA, 4 mA, 3 mA, 2,4 mA, 1,71 mA y 1,5 mA. **1-15.** Nada; 4 kΩ. **1-17.** 100 V y una resistencia en serie de 10 kΩ. **1-19.** R_1 está en cortocircuito. **1-21.** Un fallo posible es un conductor de conexión abierto entre la fuente de alimentación y la borna superior de R_1. Otro fallo posible es una fuente de alimentación defectuosa, una que no entrega tensión. **1-23.** 0,04 Ω. **1-25.** Se desconecta la resistencia de carga; luego se mide la tensión Thevenin. **1-27.** Hay métodos más antiguos que sirven para este propósito, pero que no son tan eficaces como el teorema de Thevenin, si lo único que se cambia es la resistencia de carga. **1-29.** Una fuente de alimentación de 1.000 V y una resistencia en serie de 1 MΩ simulará una fuente fija de corriente de 1 mA. **1-31.** Las dos resistencias del divisor de tensión valen 30 kΩ y 15 kΩ. El resultado es una resistencia Thevenin de 10 kΩ. **1-33.** Se mide la tensión Thevenin. Se conecta una resistencia. Se mide la tensión en la carga. Se calcula la corriente por la carga. Se resta la tensión en la carga de la tensión de Thévenin para obtener la tensión en la carga. Se calcula la corriente por la carga. Se resta la tensión en la carga de la tensión Thevenin para obtener la tensión en bornas de la resistencia Thevenin. Se divide la tensión interna entre la corriente por la carga para obtener la resistencia Thevenin. **1-35.** Avería 1: R_1 cortocircuitada; Avería 2: R_1 abierta o R_2 cortocircuitada; Avería 3: R_1 abierta o R_2 cortocircuitada; Avería 4: R_3 abierta; Avería 5: R_3 cortocircuitada; Avería 6: R_2 abierta o abierta en el punto *C*; Avería 7: R_4 abierta o abierta en el punto *D*; Avería 8: R_2 abierta o abierta en el punto *C*; Avería 9: abierta en el punto *E*; Avería 10: R_4 cortocircuitada; Avería 11: R_4 abierta o abierta en el punto *D*.

CAPÍTULO 2

2-1. –3. **2-3.** *a*) Semiconductor. *b*) Conductor. *c*) Semiconductor. *d*) Conductor. **2-5.** *a*) Tipo *p*. *b*) Tipo *n*. *c*) Tipo *p*. *d*) Tipo *n*. *e*) Tipo *p*. **2-7.** 1,77 nA y 320 nA. **2-9.** 0,53 μA; 4,47 μA.

CAPÍTULO 3

3-1. 18,2 mA. **3-3.** 500 mA. **3-5.** 10 mA. **3-7.** 16 mA. **3-9.** 19,3 mA, 19,3 V, 373 mW, 13,5 mW, 386 mW. **3-11.** 30,4 mA, 14,3 V, 435 mW, 21,3 mW, 456 mW. **3-13.** 15 V, 0 mA. **3-17.** 15,2 mA. **3-19.** Abierto. **3-21.** La resistencia está abierta, el diodo está en cortocircuito, etc. **3-23.** No hay tensión de alimentación, R_1 está abierta, R_2 está en cortocircuito, conexión abierta entre la tensión de alimentación y la unión medida. **3-25.** Banda del cátodo; la flecha del diodo apunta hacia esta banda. **3-27.** 1N914: R_F = 100 Ω, R_R = 800 MΩ; 1N4001: R_F = 1,1 Ω, R_R = 5 MΩ; 1N1185: R_F = 0,095 Ω, R_R = 21,7 kΩ. **3-29.** 23 kΩ. **3-31.** 4,47 μA. **3-33.** Cuando la fuente de 15 V es normal, el diodo superior conduce produciendo una tensión en la carga de 14,3 V. Durante esta parte del funcionamiento normal, el diodo inferior está abierto. Si falla la fuente de 15 V, el diodo superior se abre. Entonces la batería obliga al diodo inferior a conducir. **3-35.** La fuente de tensión no cambia, pero todas las demás variables decrecen. **3.37.** V_A, V_B, V_C, I_1, I_2, P_1, P_2; como *R* es tan grande no

tiene efecto en el divisor de tensión; por tanto, las variables asociadas con el divisor de tensión no cambian.

CAPÍTULO 4

4-1. 70,7 V, 22,5 V. **4-3.** 70,0 V, 22,3 V, 22,3 V. **4-5.** 8 VAC, 11,3 V pico. **4-7.** 21,21 V, 6,74 V. **4-9.** 10 V, 14,14 V. **4-11.** 11,42 V, 7,26 V. **4-13.** 19,81 V, 12,60 V. **4-15.** 0,1 V. **4-17.** 21,2 mV, 752 mV. **4-19.** Reducido a la mitad. **4-21.** 18,85 V, 334 mV. **4-23.** 18,85 V. **4-25.** 17,8 V; 17,8 V; no; mayor. **4-27.** 9,28 mA. **4-29.** 18,85 V. **4-31.** 0,7 V, –50 V. **4-33.** 1,4 V, –1,4 V. **4-35.** 2,62 V. **4-37.** 0,7 V, –89,7 V. **4-39.** 3393,6 V. **4-41.** 4746,4 V. **4-43.** 4,51 A. **4-45.** 21,21 V, 10,6 V.

CAPÍTULO 5

5-1. 24,2 mA. **5-3.** 26,9 mA. **5-5.** 14,64 V. **5-7.** 19,67 mA. **5-9.** 193,9 mW, 96 mW, 194,9 mW. **5-11.** 15 V, 6,28 mA. **5-13.** 12,1 a 12,222 V. **5-15.** Sí. **5-17.** 0,2 W. **5-19.** 11,4 V, 12,6 V. **5-21.** *a*) 0 V, *b*) 16,39 V, *c*) 0 V, *d*) 0 V. **5-23.** Comprobar la resistencia en serie. **5-25.** 5,91 mA. **5-27.** 13 mA. **5-29.** 12,19 V. **5-31.** Cualquier diseño similar mientras la tensión zener sea 6,8 V y la resistencia en serie sea menor que 440 Ω. **5-33.** 26 mA. **5-35.** 7,98 V. **5-37.** Avería 5: abierto en *A*; Avería 6: abierto en R_L; Avería 7: abierta en *E*; Avería 8: Zener está cortocircuitado.

CAPÍTULO 6

6-1. 0,05 mA. **6-3.** 3,75 mA. **6-5.** 28,2 μA con la segunda aproximación. **6-7.** La mínima resistencia de base es de 314 kΩ, por lo que la corriente de base es de 29,6 μA. **6-9.** 0,35 W. **6-11.** Ideal: 13,1 V y 20,9 mW; segunda aproximación: 13,4 V y 18,4 mW. **6-13.** De –55 a 150 °C. **6-15.** Se destruye o se degrada gravemente. **6-17.** *a*) Aumento. *b*) Aumento. *c*) Aumento. *d*) Disminución. *e*) Aumento. *f*) Disminución. **6-19.** 165,67. **6-21.** 0,01 V, 0,1 V y 0,5 V. **6-23.** Con la segunda aproximación, 5,64 mA. **6-25.** Un aumento en V_{BB} hace que la corriente de base aumente, y como el transistor está controlado por la corriente de base, todas las variables dependientes aumentan excepto V_{CE}, que decrece porque el transistor está en conducción. **6-27.** I_C, I_B y todas las disipaciones de potencia decrecen. Las disipaciones de potencia decrecen a causa de la caída en la corriente ($P = IV$). La corriente de base decrece porque la caída de tensión a través de ella no cambia y la resistencia crece ($I = V/R$). La corriente de colector decreció porque la corriente de base decreció ($I_C = I_B\beta_{dc}$). **6-29.** La única variable que decrece es V_C. Con un aumento en β_{dc}, la misma corriente de base provocará una corriente de colector mayor, que creará una mayor caída de tensión a través de la resistencia de colector. Esto deja menos tensión para caer a través del transistor.

CAPÍTULO 7

7-1. Aproximadamente 18. **7-3.** La recta de carga pasa por 6,06 mA y 20 V. **7-5.** La parte izquierda de la recta se mueve hacia arriba un factor mayor que 3 y la parte de la derecha no se mueve. **7-7.** La recta de carga pasa por 10,6 mA y 5 V. **7-9.** La parte izquierda de la recta decrece a la mitad y la parte de la derecha no se mueve. **7-11.** Segunda: 10,8 V y 19,2 V. **7-13.** 4,7 V (segunda). **7-15.** 3,95 V y 5,38 V. **7-17.** *a*) No. *b*) No. *c*) Sí. *d*) No. **7-19.** 5 V y 0,2 V. **7-21.** 13,2 V. **7-23.** 3,43 V. **7-25.** 8,34 V. **7-27.** 11 mA y 3 V. **7-29.** D, D, U. **7-31.** N, N, U. **7-33.** D, D, U. **7-35.** N, N, U. **7-37.** V_{BB}, V_{CC}. **7-39.** R_C puede estar en cortocircuito; el transistor puede estar abierto en el colector-emisor; R_B puede estar en circuito abierto, manteniendo al transistor en corte; R_E puede estar en circuito abierto; circuito abierto en el circuito de base; circuito abierto en el circuito de emisor. **7-41.** Transistor colector-emisor en cortocircuito, ya que la tensión de emisor debería ser 1,1 V; resistencia de colector abierta; pérdida de V_{CC}. **7-43.** No es práctico para la producción en serie. Se puede seleccionar manualmente, pero el rendimiento será bajo. Otro problema grave es el efecto de los cambios de temperatura, que hacen que β_{dc} cambie. **7-45.** 4,94 V. **7-47.** 7,2 μA. **7-49.** 11,9 mA. **7-51.** 1,13 V. **7-53.** 0 V. **7-55.** El incremento en la tensión de alimentación de colector causa un incremento en la tensión de colector porque la corriente de colector permanece constante. Por tanto, la caída de tensión a través de la resistencia de colector permanece constante y la tensión de colector tiene que crecer. **7-57.** V_B, V_E, I_E, I_C, I_B y P_E no cambian. Como la tensión de base no cambió, V_B y V_E no cambiarán. Debido a que estas tensiones no cambian, ninguna corriente cambia.

CAPÍTULO 8

8-1. 3,8 V, 11,3 V. **8-3.** 1,63 V, 5,22 V. **8-5.** 4,12 V, 6,14 V. **8-7.** El punto *Q* se localiza en 3,8 mA y 7,5 V. **8-9.** El punto *Q* se localiza en 31,9 μA y 3,59 V. **8-11.** 27,08 μA, 37,36 μA. **8-13.** 1,43 mA, 8,28 V. **8-15.** 7,57 V, 8,92 V. **8-17.** *a*) decrece; *b*) crece; *c*) decrece; *d*) crece; *e*) crece; *f*) permanece igual. **8-19.** *a*) 0 V; *b*) 7,83 V; *c*) 0 V; *d*) 10 V; *e*) 0 V. **8-21.** –4,94 V. **8-23.** –6,04 V, –1,1 V. **8-25.** El 2N3904 se destruirá. **8-27.** Una forma de destruir el transistor consiste en aumentar la tensión de la fuente hasta que exceda la tensión de ruptura. Otra posibilidad es poner R_C en cortocircui-

to. De este modo aumenta la potencia del transistor hasta aproximadamente 2,6 W, lo cual puede exceder la limitación de potencia. **8-29.** Q_1: 9 V. Q_2: 8,97 V. Q_3: 8,45 V. **8-31.** 8,8 V. **8-33.** 27,5 mA. **8-35.** Fallo 1: R_1 en cortocircuito. **8-37.** Fallo 3: R_C en cortocircuito; fallo 4: *CES*, todos los terminales del transistor en cortocircuito. **8-39.** Fallo 7: R_E abierta; fallo 8: R_2 en cortocircuito. **8-41.** Fallo 11: no hay V_{CC}; fallo 12: diodo base-emisor abierto.

CAPÍTULO 9

9-1. 2,34 Hz. **9-3.** 0,72 Hz. **9-5.** 0,72 Hz. **9-7.** 0,979 mA pp. **9-9.** 150. **9-11.** 13,3 μA. **9-13.** 5,11 Ω. **9-15.** 1,28 kΩ. **9-17.** Colector: 543 Ω. Base: 205 Ω. **9-19.** mín. h_{fe} = 50; máx. h_{fe} = 200; la corriente es 1 mA; la temperatura es 25 °C. **9-21.** El condensador tiene una determinada cantidad de corriente de fugas superficial que circulará a través de la resistencia y creará una caída de tensión en ella. **9-23.** 9,09 Hz. **9-25.** 5,68 kΩ. **9-27.** 2.700 μF.

CAPÍTULO 10

10-1. 234 mV. **10-3.** 308 V. **10-5.** 39,6 mV. **10-7.** 0,625 mV, 21,6 mV, 2,53 V. **10-9.** 3,71 V. **10-11.** 425 mV. **10-13.** 14,7. **10-15.** 8,75 kΩ. **10-17.** Como hay una tensión en la entrada de la segunda etapa, la causa está con más probabilidad en esta etapa. Algunas de las posibles causas son un transistor abierto, la resistencia de emisor en circuito abierto, la resistencia de colector en circuito abierto, el condensador de acoplo de salida en circuito abierto. **10-19.** 72,6 mV. **10-21.** 3,6 kΩ. **10-23.** Avería 5: C_2 abierto; avería 6: R_2 abierta; avería 7: condensador de desacoplo C_3 abierto; avería 8: resistencia de colector abierta.

CAPÍTULO 11

11-1. 680 Ω, 1,67 mA. **11-3.** 10,62 V. **11-5.** 10,62 V. **11-7.** 5 kΩ, 2,74 mA. **11-9.** 10 kΩ. **11-11.** 500. **11-13.** 15,84 mA. **11-15.** 2,2 por ciento. **11-17.** 2,37 mA. **11-19.** 3,3 por ciento. **11-21.** 1,1 A. **11-23.** 14,14 V pp, –6,37 V. **11-25.** 7,59 MHz. **11-27.** 220. **11-29.** 45 mW. **11-31.** 93,75 por ciento. **11-33.** 19,7 mW. **11-35.** 2 W. **11-37.** La entrada es mayor que la máxima entrada permitida para tener una salida no distorsionada. La entrada lleva la salida a saturación y recorta la señal convirtiéndola en una onda cuadrada. **11-39.** No, el rendimiento máximo de cualquier cosa es el 100 por 100. Es imposible obtener más potencia de salida de un dispositivo que la que se introduce en el mismo. **11-41.** Vése Figura 1. Recta de carga para continua: 16,7 mA y 15 V; recta de carga para señal: 21,2 mA y 11,5 V, punto Q: 9,77 mA y 6,21 V. **11-43.** 2,72 mA, 40,8 mW. **11-45.** No. **11-47.** Aumenta, disminuye, aumenta, disminuye, constante. **11-49.** Aumenta, disminuye, disminuye, disminuye, aumenta. **11-51.** Aumenta, disminuye, constante, disminuye, aumenta. **11-53.** Disminuye, constante, constante, constante, disminuye. **11-55.** Aumenta, constante, constante, constante, aumenta.

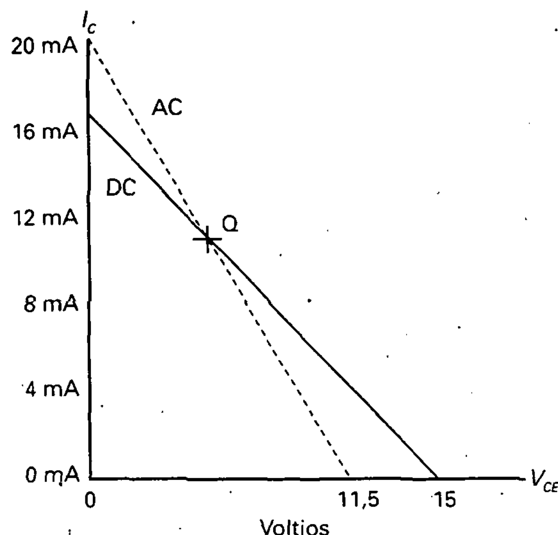


Figura 1

CAPÍTULO 12

12-1. 154 kΩ, 1,09 kΩ. **12-3.** 0,995, 0,951 V. **12-5.** 2,18 kΩ, 0,956 V. **12-7.** 0,558 V. **12-9.** 3,9 Ω. **12-11.** 6,8 mA, 8,2 V, 767 Ω. **12-13.** 420 mA, 7,4 V, 7,5 Ω. **12-15.** 1,6 MΩ. **12-17.** 100 kΩ. **12-19.** 24 V. **12-21.** 13,62 kΩ. **12-23.** 7,03 W. **12-25.** 31,4 por ciento. **12-27.** 6,8 V, 7,5 mA. **12-29.** 16,4 V. **12-31.** 1,69 W. **12-33.** Las dos señales de salida tienen cada una valor pico a pico de 5 mV. El circuito produce dos ondas sinusoidales que tienen magnitudes iguales y fases opuestas. **12-35.** 1,13 W. **12-37.** 9,36. **12-39.** 1679. **12-41.** Avería 4: C_3 abierto; avería 5: abierto entre *B* y *C*; avería 6: C_2 abierto; avería 7: Q_2 abierto.

CAPÍTULO 13

13-1. 20 GΩ. **13-3.** 16 mA, –3 V, 187,5 Ω. **13-5.** 500 Ω, 1,1 kΩ. **13-7.** –1,5 V, 3 mA. **13-9.** 1,5 mA, 0,849 V. **13-11.** 0,198. **13-13.** 20,45 V. **13-15.** 14,58 V. **13-17.**

7,43 V, 1,01 mA. **13-19.** –1,18 V, 11 V. **13-21.** –5 V, 2.400 μS. **13-23.** 3 mA, 3.000 μS. **13-25.** 7,09 mV. **13-27.** 3,06 mV. **13-29.** 0 mVpp, 24,55 mVpp, ∞. **13-31.** 8 mA, 18 mA. **13-33.** 8,4 V, 16,2 mV. **13-35.** 2,94 mA, 0,59 V, 16 mA, 30 V.

CAPÍTULO 14

14-1. *a*) 10 Ω; *b*) 5,56 Ω; *c*) 7,5 Ω; *d*) 0,75 Ω. **14-3.** 0,5 V. **14-5.** 23,8 V. **14-7.** 27,8 mA. **14-9.** 10 kΩ. **14-11.** 18 V, 1,26 V. **14-13.** Invertida. **14-15.** La señal estará desfasada 180° y tendrá un valor máximo de 12 V y un valor mínimo de 0 V. **14-17.** 0 A, 1 A. **14-19.** 0 A, 3,69 A. **14-21.** 0 A, 1,72 A. **14-23.** 10 s, 62,1 W. **14-25.** 1,89 W. **14-27.** 14,4 μW, 600 μW. **14-29.** 0,29 Ω.

CAPÍTULO 15

15-1. 4,7 V. **15-3.** 0,1 mseg., 10 kHz. **15-5.** 12 V, 0,6 mseg. **15-7.** 7,3 V. **15-9.** 34,5 V, 1,17 V. **15-11.** 11,9 ms, 611 Ω. **15-13.** 12,5 V. **15-15.** 12,8 V. **15-17.** 6,67 A. **15-19.** 10 V. **15-21.** 50 kHz, 980 Hz. **15-23.** Avería 1: *DE* abierto; avería 2: no hay tensión de alimentación; avería 3: transformador; avería 4: el fusible está abierto.

CAPÍTULO 16

16-1. 196, 316. **16-3.** 9,95, 4,99, 2, 1. **16-5.** –3,98, –6,99, –10, –13. **16-7.** –2,22, –12,22, –22,22. **16-9.** 52 dB, 48 dB. **16-11.** 31,6, 398. **16-13.** 50,1. **16-15.** 41 dB, 23 dB, 18 dB. **16-17.** 39,8 mW. **16-19.** 14 dBm, 19,7 dBm, 36,9 dBm. **16-21.** 2. **16-23.** Vése Figura 2. **16-25.** Véase Figura 3. **16-27.** Véase Figura 4. **16-29.** Véase Figura 5. **16-31.** 1,4 MHz. **16-33.** 34 dB, 27 dB. **16-35.** 0,2 V, 1,8 V. **16-37.** 1 MHz.

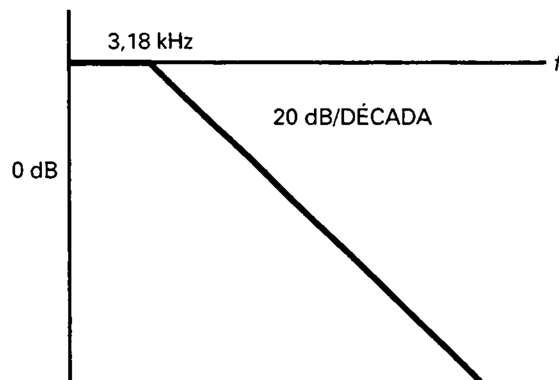


Figura 2

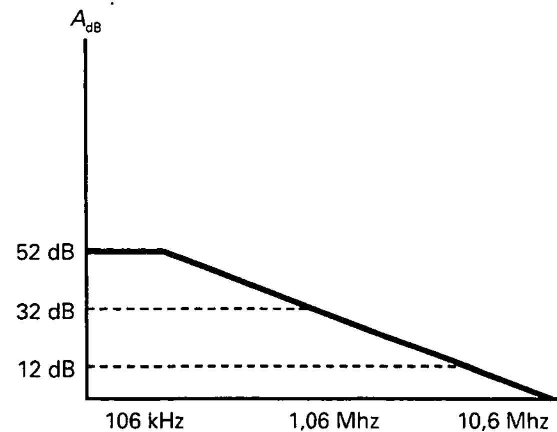


Figura 3

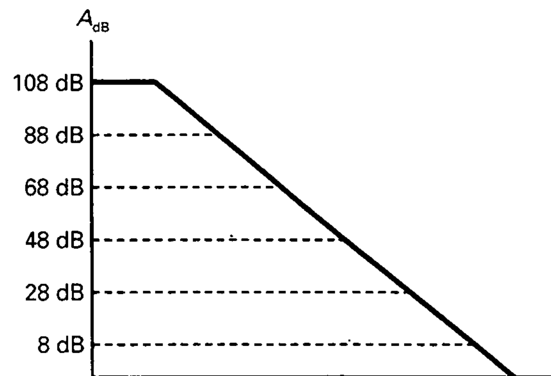


Figura 4

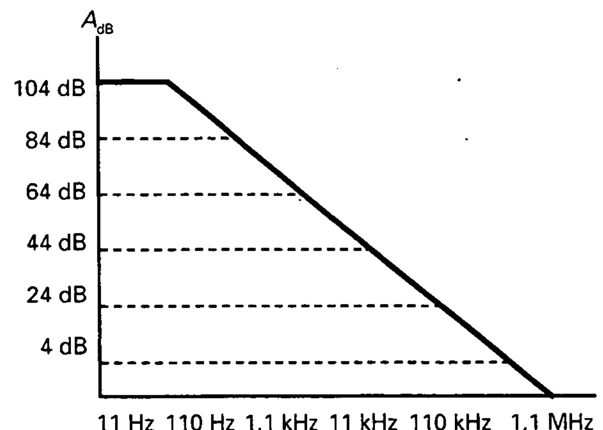


Figura 5

CAPÍTULO 17

17-1. 44,4 μA, 22,2 μA, 8 V. **17-3.** 75 μA, 37,5 μA, 7,5 V. **17-5.** 691 mV, 93,5 kΩ. **17-7.** –276,5 mV, 93,5 kΩ. **17-9.** 4 V, 1,75 V. **17-11.** 286 mV, 2,5 mV. **17-13.** 45,4 dB. **17-15.** 364 mV. **17-17.** Un camino para la corriente hacia masa para ambas bases. **17-19.** C. **17-21.** 0 V. **17-23.** 2 MΩ. **17-25.** 10,7 Ω, 187. **17-27.** Aumenta, constante, aumenta, aumenta, sin cambio. **17-29.** Aumenta, aumenta, sin cambio, sin cambio, aumenta.

CAPÍTULO 18

18-1. 85 μV. **18-3.** 19.900, 2.000, 200. **18-5.** 256 kHz. **18-7.** 20, 1 MHz, 500 mVpp, 224 mVpp. Véase Figura 6. **18-9.** 60 mV. **18-11.** 42 mV. **18-13.** 50 mVpp, 20 MHz. **18-15.** 1 a 51, 392 kHz a 20 MHz. **18-17.** 188 mV/μs, 376 mV/μs. **18-19.** 38 dB, 21 V; 1.000. **18-21.** 214, 82, 177. **18-23.** 41, 1. **18-25.** 1, 1 MHz, 1, 500 kHz. **18-27.** Se va a saturación positiva o negativa. **18-29.** 2,55 V. **18-31.** Para I_{B1}: aumenta, sin cambio, aumenta, aumenta, sin cambio, sin cambio; para I_{B2}: sin cambio, aumenta, aumenta, sin cambio, sin cambio. **18-33.** Sin cambio, sin cambio, sin cambio, sin cambio, sin cambio, aumenta.

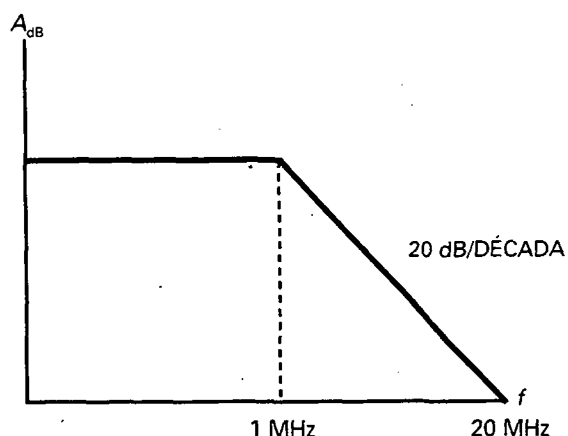


Figura 6

CAPÍTULO 19

19-1. 0,038, 26,32, 0,10 por 100, 26,29. **19-3.** 0,076, 13,14. **19-5.** 470 MΩ. **19-7.** 0,0038 por 100. **19-9.** 0,78 V_{pico}. **19-11.** 185 mA_{rms}, 34,2 mW. **19-13.** 106 mA_{rms}, 11,2 mW. **19-15.** 834 mA_{pp}, 174 mW. **19-17.** 4 kHz. **19-19.** 10 MHz. **19-21.** 200 kHz, 398 mV. **19-23.** 1 V. **19-25.** 101 mV, 5 mV, 2 mV. **19-27.** 100 mV, 14 mV, 11 mV. **19-29.** 100 mV. **19-31.** 2 kΩ. **19-33.** 0,1 V, 1 V. **19-5.** Avería 1: abierto entre *C* y *D*; avería 2: R_2 cortocircuitada; avería 3: R_4 cortocircuitada. **19-37.** Avería 7: abierto entre *A* y *B*; avería 8: R_3 cortocircuitada; avería 9: R_4 abierta.

CAPÍTULO 20

20-1. 2, 10. **20-3.** 712 Hz, 38,2 kHz. **20-5.** 51, 58,8 kHz, 106 Hz. **20-7.** 510 mV. **20-9.** 4,4 mV, 72,4 mV. **20-11.** 0, –5. **20-13.** 15, –15. **20-15.** 20, ± 0,004. **20-17.** No. **20-19.** –200 mV, 10.000. **20-21.** 500 mV. **20-23.** 24 mV. **20-25.** 0,625 V. **20-27.** –10, 3,125 A. **20-29.** 3,03 mA, 1,65 kΩ. **20-31.** 3 mA, 1 kΩ. **20-33.** –0,16, –9,87. **20-35.** 24,8, 10,26 Hz, 1,59 Hz, 0,74 Hz. **20-37.** Como el terminal está flotando, la salida podría estar saturada o a V_{CC}. Para arreglar este problema, se podría conectar una resistencia de gran valor al terminal no inversor. Esto lo mantendría a potencial de masa durante la transición y se podría prevenir un pico. **20-39.** 8.966. **20-41.** Avería 1: abierto entre *E* y *F*; avería 2: R_2 abierta; avería 3: R_1 cortocircuitada. **20-43.** vería 7: R_3 abierta; avería 8: R_3 abierta; avería 9: R_3 cortocircuitada; avería 10: R_2 cortocircuitada.

CAPÍTULO 21

21-1. 7,36 kHz, 1,86 kHz, 0,25 banda ancha. **21-3.** *a*) banda estrecha; *b*) banda estrecha; *c*) banda estrecha; *d*) banda estrecha. **21-5.** 200 dB por década, 60 dB por octava. **21-7.** 503 Hz, 9,5. **21-9.** 39,3 Hz. **21-11.** –21,4, 10,3 kHz. **21-13.** 3, 36,2 kHz. **21-15.** 15 kHz, 0,707, 15 kHz. **21-17.** 21,9 kHz, 0,707, 21,9 kHz. **21-19.** 19,5 kHz, 12,89 kHz, 21,74 kHz, 0,8. **21-21.** 19,6 kHz, 1,23, 18,5 kHz, 14,8 kHz. **21-23.** –1,04, 8,39, 16,2 kHz. **21-25.** 1,5, 1, 15,8 Hz, 15,8 Hz. **21-27.** 127°. **21-29.** 24,1 kHz, 50, 482 Hz (máx. y mín.). **21-31.** 48,75 kHz, 51,25 kHz. **21-33.** 60 dB, 120 dB, 200 dB. **21-35.** 148 pF, 9,47 nF.

CAPÍTULO 22

22-1. 63,2 μV. **22-3.** ±12,7 V. **22-5.** Cero, entre 0,7 V y –9 V. **22-7.** 3 V, 67,7 Hz. **22-9.** 40,6 por 100. **22-11.** 1,5 V. **22-13.** 0,292 V, –0,292, 0,584 V. **22-15.** La salida es baja cuando la entrada está entre 3,5 y 4,75 V. **22-17.** 5 mA. **22-19.** 10 V con un condensador de 0,1 μF, 1 V con un condensador de 1 μF, 0,1 V con un condensador de 10 μF, 0,01 V con un condensador de 100 μF. **22-21.** Una onda triangular con un valor de pico a pico de 78 mV. **22-23.** 0,5, 0. **22-25.** 923 Hz. **22-27.** 42 Hz. **22-29.** 135 mVpp. **22-31.** 106 mV. **22-33.** –106 mV. **22-35.** 0 V a 200 V_p. **22-37.** 20.000

pulsos. **22-39.** Hacer variable la resistencia de 3,3 kΩ para que se pueda ajustar a cualquier valor deseado. **22-41.** 1,1 Hz, 0,001 V. **22-43.** 0,529 V. **22-45.** Utilizar diferentes condensadores de 0,05 μF, 0,5 μF y 5 μF más un inversor. **22-47.** Incrementar R_1 a 3,3 kΩ. **22-49.** Utilizar como entrada un comparador con histéresis y una resistencia dependiente de la luz en un divisor de tensión. **22-51.** 228.780 mi. **22-53.** Avería 3: circuito oscilador de relajación; avería 4: circuito detector de pico; avería 5: circuito cambiador del nivel de continua positivo. **22-55.** Avería 8: circuito detector de pico; avería 9: circuito integrador; avería 10: circuito comparador.

CAPÍTULO 23

23-1. 9 V_{rms}. **23-3.** *a*) 362 Hz, 35,8 Hz; *b*) 3,62 kHz, 358 Hz; *c*) 36,2 kHz, 3,58 kHz; *d*) 362 kHz, 35,8 kHz. **23-5.** 3,62 MHz. **23-7.** 39,8 Hz. **23-9.** 2,36 MHz, 0,10, 10. **23-11.** 1,67 MHz. **23-13.** 10,4 MHz. **23-15.** 0,05, 20. **23-17.** La frecuencia crecerá un 1 por 100. **23-19.** 242 μs. **23-21.** 21,9 kHz, 0,857. **23-23.** 100 μs, 5,61 μs, 8,66 μs, 3,71 μs, 0,0866, 0,0371. **23-5.** 7,35 V/ms, 8 V, 1,09 ms. **23-27.** Bobina en cortocircuito, bobina en circuito abierto, condensador en cortocircuito, condensador en circuito abierto, circuito abierto en el camino de realimentación, pérdida de la alimentación. **23-29.** Uno de los muchos diseños posibles es C = 0,22 μF, 0,022 μF y 0,0022 μF. Cambie 2,2 kΩ en la Figura 22-38*a* por 3,3 kΩ y use un potenciómetro de 50 kΩ. Utilice un potenciómetro de 1 kΩ en lugar de la resistencia de 1 kΩ en serie con la lámpara. Ajuste el de 1 kΩ para obtener una salida de 5 V. **23-31.** –360°.

CAPÍTULO 24

24-1. 4,76 por 100. **24-3.** 2,5 por 100. **24-5.** 15,75 V, 420 mA, 158 mA, 262 mA. **24-7.** 18,46 V, 798 mA, 369 mA, 429 mA. **24-9.** 89,8 por 100. **24-11.** 30,9 mA. **24-13.** 40 Ω, 233 mA. **24-15.** 0,56 mV. **24-17.** 83,3 por 100, 50 por 100. **24-19.** 3,84 A. **24-21.** 6 V. **24-23.** 18,1 V. **24-25.** 2,64 kΩ. **24-27.** 11,9 V. **24-29.** 0,2 Ω. **24-31.** 2,4 Ω. **24-33.** 22,6 kHz. **24-35.** Convertidor de triángulo a pulso. **24-37.** Q_1. **24-39.** Oscilador de relajación. **24-41.** Convertidor de triángulo a pulso. **24-43.** Convertidor de triángulo a pulso.

Índice